ANNO III • NUM. 3

MARZO 1948

IN QUESTO NUMERO:

ANNO III
NUM. 3

MARZO 1948
(pubblic. in Maggio)

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Direttore Tecnico: ING. PROF. G. DILDA

Direttore Responsabile: P. G. PORTINO

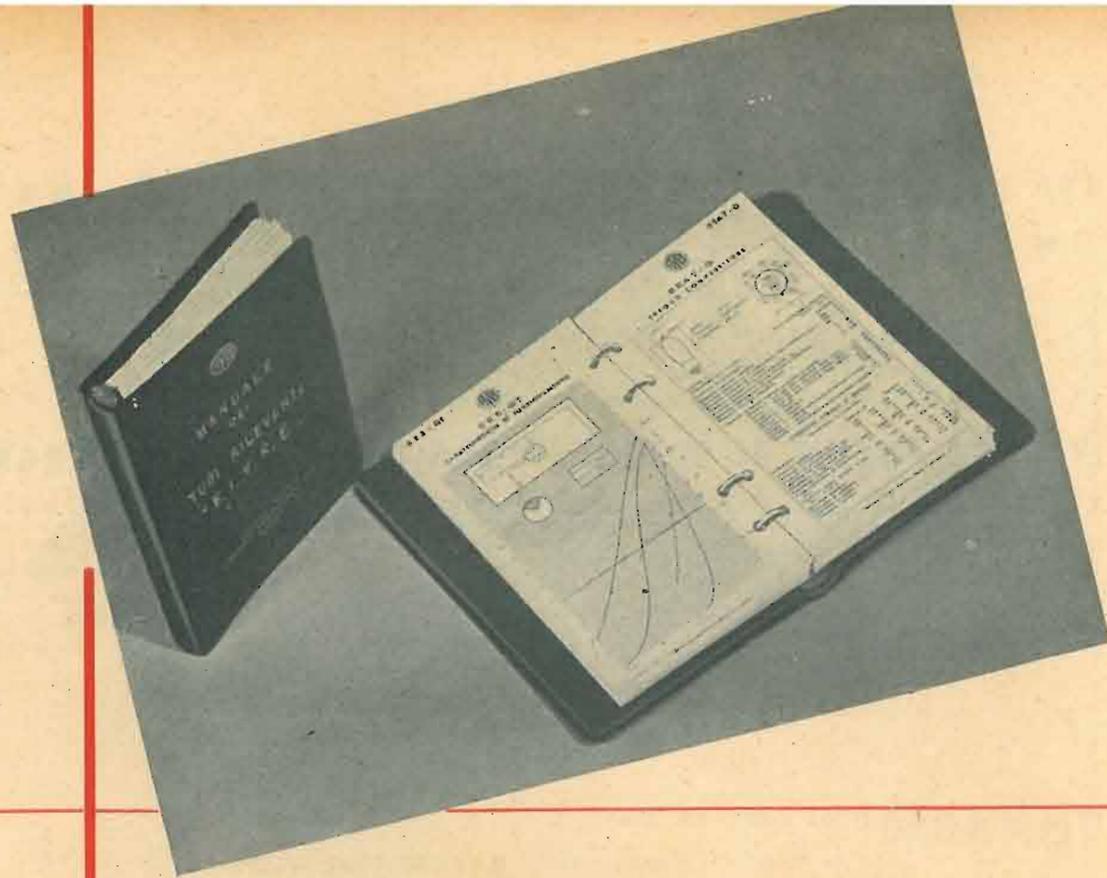
●

SOMMARIO:

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Corso G. Matteotti 46 . Tel. 42514 (Sede provvisoria)
Conto Corrente Postale n. 2/30126.

Un numero in Italia L. 150 (arretrato L. 200); all'Estero L. 300 (arretrato L. 400)

ABBONAMENTI: Annuo in Italia L. 1500; all'Estero L. 3000; Semestre in Italia L. 800; all'Estero L. 1700

La distribuzione viene curata direttamente dall'Amministrazione della Rivista.

MANUALE TASCABILE DEI TUBI ELETTRONICI RICEVENTI F.I.V.R.E.

La FIVRE, in analogia a quanto fanno le principali case estere, ha iniziato la pubblicazione di un manuale tascabile dei dati tecnici delle valvole riceventi • Questo manuale sarà utilissimo a chiunque voglia avere, in forma concisa e chiara, i dati necessari al progetto dei comuni apparati ed all'impiego normale delle valvole • Per ogni tipo di valvola si trovano: l'uso per cui la valvola è stata progettata, le dimensioni d'ingombro, lo schema delle connessioni ai piedini, tutte le caratteristiche elettriche, le condizioni normali di impiego e numerose curve caratteristiche in scale sufficientemente ampie per poter essere direttamente impiegate dai progettisti di apparati • Il manuale è a fogli mobili in modo che l'aggiornamento e la sostituzione dei vecchi fogli possa farsi facilmente • Il prezzo del manuale, comprendente 150 foglietti è di **Lire 1000** • L'abbonamento annuo è di Lire 300 e dà diritto all'aggiornamento dei foglietti e a quei foglietti che la FIVRE pubblicherà nell'anno. Coloro che desiderano venire in possesso della pubblicazione sono pregati di scrivere a:

F.I.V.R.E.
Ufficio Pubblicazioni Tecniche
PAVIA
Via Fabio Filzi, 1

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

NOTIZIE BREVI

BORSE DI STUDIO BANDITE DAL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

Il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha bandito i concorsi a 52 borse di studio da usufruirsi presso istituti o laboratori nazionali ed a 16 borse di studio da usufruirsi presso istituti o laboratori esteri, per studi e ricerche nelle discipline attinenti alla fisica e matematica, alla chimica, all'ingegneria e architettura, alla biologia e medicina, all'agricoltura e zootecnia, alla geologia, geografia e talassografia.

L'importo delle borse è di notevole entità.

Il termine per la presentazione delle domande di ammissione ai concorsi scade il 31 luglio 1948.

Chiunque vi abbia interesse potrà avere gratuitamente copia del bando, contenente ogni opportuna notizia sui concorsi, facendone richiesta alla Segreteria Generale del Consiglio Nazionale delle Ricerche in Roma, Piazzale delle Scienze n. 7.

ITALIA: Nuove stazioni a modulazione di frequenza.

La RAI inaugurerà a Milano una stazione sperimentale di radiodiffusione a modulazione di frequenza, avente una potenza di 3 kW.

Questa stazione verrà installata sulla torre del parco di Milano. Essa emetterà su una lunghezza d'onda di 3 metri (frequenza 99,8 megahertz).

Inoltre, la Radio Italiana installerà a Roma e a Torino due stazioni a modulazione di frequenza, di una potenza uguale a quella di Milano.

LE ESPORTAZIONI STATUNITENSI DI APPARECCHI RADIO

Washington: In seguito alla deficienza di dollari esistente nei vari paesi esteri ed al continuo sviluppo delle industrie radio in tali paesi, gli esportatori statunitensi di apparecchi radio prevedono per l'anno in corso una diminuzione del 25-50 % sulle loro esportazioni, in confronto al livello record dell'anno precedente.

Secondo le ultime informazioni, tali esportazioni hanno raggiunto nel 1947 1 520 826 unità per un valore di 53 milioni e 537 043 dollari. Nei primi mesi dell'anno in corso, le esportazioni di apparecchi radio si sono ancora mantenute intorno ad un valore mensile di 4 milioni di dollari; ma si attendono ulteriori diminuzioni per i prossimi tempi.

(I. T. Inf.).

LE ESPORTAZIONI DEGLI APPARECCHI RADIO IN GRAN BRETAGNA

Londra: L'industria Britannica della radio sta organizzando un piano di esportazione in grande stile che coprirà tutta la produzione del 1948 e 1949 se, come richiesto al « Radio Industry Council », verrà approvata una Fiera della Radio prima del prossimo autunno. Attualmente il valore delle esportazioni in questo settore è molto aumentato, raggiungendo particolarmente per gli apparati per la riproduzione, per le valvole termoioniche, trasmettitori ed equipaggiamenti elettronici industriali, livelli finora mai raggiunti.

Mentre nel gennaio 1947 le esportazioni di apparecchiature radio ammontavano a 429 144 sterline, si ritiene negli ambienti competenti che durante l'anno in corso verrà raggiunto il milione mensile.

Il programma di sviluppo delle esportazioni prevede visite di tecnici anche a Ceylon, Nuova Zelanda, Australia, Brasile, Cecoslovacchia, Columbia, Venezuela e Argentina.

(I. T. Inf.).

GRAN BRETAGNA: Niente Fiera d'Olimpia nel 1948.

Il Radio Industry Council ha deciso di non prevedere quest'anno l'Esposizione nazionale di Radiolympia, allo scopo di permettere all'Industria britannica di concentrare tutti i suoi sforzi sulla produzione destinata all'esportazione. La rivista « Wireless World » sottolinea che questa decisione sarà accolta con qualche rammarico, dato il considerevole successo ottenuto nel 1947 da Radiolympia, che contribuì più di qualsiasi altra manifestazione a riaffermare il prestigio all'estero della radio britannica e della sua industria.

È stata pertanto progettata la prossima esposizione di Radiolympia per l'autunno del 1949.

(U. I. R.).

NUOVA STAZIONE TELEVISIVA

Londra: Si è iniziata presso Birmingham la costruzione di una nuova stazione televisiva che, destinata a servire la zona centrale dell'Inghilterra, sarà due volte più potente dell'esistente trasmettitore situato a Londra.

Il trasmettitore visivo avrà la potenza di 35 kW e quello del suono di 12 kW. La stazione trasmetterà gli stessi programmi attualmente irradiati da Londra, grazie ad uno speciale collegamento radio tra Londra e Birmingham attuato dal Ministero delle Poste. Le trasmissioni, si prevede, avverranno su onde di sette metri.

Il normale raggio d'azione della stazione londinese, che invia nel mondo un servizio giornaliero regolare di televisione, è attualmente di 70 km. Con la nuova stazione sarà possibile coprire una zona avente un raggio di circa 150 km. Da quando le trasmissioni sono state riprese dopo la cessazione della guerra, il numero dei possessori di apparecchi televisivi è andato continuamente crescendo in Inghilterra ed è attualmente di circa 25 mila.

(I. T. Inf.).

AMATORI RADIO: Unione internazionale dei radioamatori.

La Radio Society of Great Britain ha esposto all'Unione internazionale dei radioamatori e a tutte le Società di amatori in Europa un piano d'attribuzione alla telefonia e alla telegrafia delle cinque bande di amatori situati entro 3,5 e 28 Mc/s.

(U.I.R.)

SVIZZERA: Fabbricazione di stazioni radiodiffusione.

Negli anni scorsi la Svizzera dipendeva interamente dall'estero per la costruzione di stazioni di radiodiffusione. Oggi, essa possiede tre fabbriche specializzate: Haler A. G. Berne; Zellweger A. G., Uster; Brown Boveri e Co. A. G.,

(U. I. R.).

VOLTMETRO A DIODO CON TRASFERITORE CATODICO (*)

dott. ing. GIOVANNI BATTISTA MADELLA

dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris » TORINO

SOMMARIO. Dopo aver passato in rassegna le caratteristiche dei principali tipi di voltmetro elettronico, si descrive un semplice voltmetro a diodo funzionante con trasferitore catodico in entrata. Se ne analizzano le caratteristiche, mettendone in evidenza i pregi ed i limiti di impiego.

1. Introduzione.

I voltmetri elettronici sono attualmente quasi indispensabili per chi lavori sperimentalmente nel campo delle frequenze acustiche o delle frequenze radio. I loro pregi principali consistono, come è noto, nell'elevata resistenza di entrata e nella estesa gamma di frequenza in cui sono utilizzabili.

È stato recentemente sviluppato l'uso di interporre, fra lo strumento di misura ed il circuito su cui la misura si eseguisce, un «*trasferitore catodico*» (cathode follower). Allo scopo di poter valutare i pregi di questa disposizione, ed anche i limiti del suo impiego, è opportuno passare in rassegna le caratteristiche dei principali tipi di voltmetro elettronico finora usati.

A) VOLTMETRI A DIODO SEMPLICE. - Si indicano a titolo di esempio i due schemi fondamentali riportati nella figura 1. Il circuito indicato con *a*), non avendo alcun condensatore in entrata, dà un'indicazione che dipende dal valore della *cresta positiva della tensione globale* presente ai suoi estremi *all'atto della misura*. L'indicazione è cioè influenzata sia dalla componente alternativa, sia dalla componente continua della tensione presente ai morsetti. Si deve d'altra parte tener presente che la corrente continua che percorre lo strumento indicatore deve necessariamente attraversare anche il circuito su cui si effettua la misura, e pertanto la componente di tensione continua effettivamente presente dipende, non soltanto da eventuali sorgenti di f.e.m. continua incluse nel circuito di misura, ma anche dalla resistenza che questo offre alla corrente continua generata dal voltmetro per rettificazione della tensione alternativa ad esso applicata. In particolare, se questa resistenza è infinita (circuito privo di continuità metallica), il voltmetro indica zero qualunque sia la tensione alternativa applicata. La figura 2 mostra, senza bisogno di ulteriori schiarimenti, i fenomeni che si presentano in alcuni casi tipici, ed appare ovvio che le indicazioni del voltmetro hanno un significato utilizzabile, soltanto se il circuito su cui si effettua la misura presenta per la corrente continua una resistenza trascurabile in confronto con quella del voltmetro.

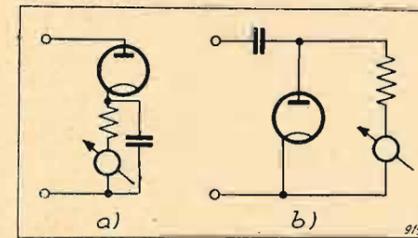



FIG. 1. - Schemi fondamentali di voltmetri a diodo.

FIG. 2. - Illustrazione di alcuni casi tipici di impiego del voltmetro indicato nella figura 1 *a*.

Nel circuito indicato con *b*) invece, un condensatore separa il voltmetro dal circuito su cui si effettua la misura. Ciò è reso possibile dal fatto che nell'interno del voltmetro esiste in tal caso una via di chiusura per la corrente raddrizzata. Pertanto le indicazioni ottenute con questo schema dipendono soltanto dal valore di cresta della componente di tensione alternativa presente ai morsetti, e non sono quindi influenzate, nè dalla presenza di eventuali sorgenti di f.e.m. continua nel circuito su cui si effettua la misura, nè dalla resistenza che questo offre in corrente continua.

La caratteristica di frequenza di ambedue le disposizioni descritte è molto buona, ed il suo limite superiore

(*) Pervenuto alla Redazione il 30-X-1947. Revisione ultimata il 31-III-1948.

dipende sia dal tipo di costruzione, sia dalle caratteristiche del diodo usato.

Per il funzionamento si richiede una sola tensione ausiliaria, e cioè quella di accensione, che può anche essere fornita da una comune pila tascabile. Si ottengono così strumenti molto compatti e di uso assai comodo, in quanto non richiedono conduttori per l'alimentazione.

Gli inconvenienti principali consistono nella scarsa sensibilità e nella bassa resistenza interna, in quanto il circuito su cui si effettua la misura deve fornire direttamente la corrente che fa deviare lo strumento. Inoltre si deve sempre tener presente che il voltmetro presenta una impedenza di ingresso non lineare, e che pertanto la sua inserzione in circuiti ad alta impedenza introduce distorsioni della tensione da misurare ([1]). Ciò è dovuto al fatto che la corrente assorbita, risultando praticamente nulla durante buona parte del periodo, è costituita quasi esclusivamente da un forte guizzo che si verifica nell'istante in cui la tensione applicata assume il massimo valore positivo.

Un altro inconveniente consiste nello scorrimento dello zero, dovuto a variazioni spontanee delle caratteristiche del diodo, o a variazioni della tensione di accensione ([2]). Infine si tenga presente che, specialmente quando la tensione di entrata è piccola, l'indicazione dipende in modo sensibile dalla forma d'onda ([3]).

B) Voltmetri a diodo con amplificatore in corrente continua. Lo schema tipico di questi voltmetri è indicato nella figura 3. Nei confronti del tipo precedente, si ha il vantaggio di una più elevata resistenza di ingresso, che tuttavia è ancora limitata dal massimo valore della resistenza che si può inserire nel circuito di griglia del tubo amplificatore. La sensibilità è ancora piuttosto ridotta, ed inoltre la misura di piccole tensioni è resa difficile dalla instabilità dello zero, dovuta alle fluttuazioni delle caratteristiche dei tubi e della tensione di alimentazione. Inoltre l'impedenza di ingresso, pur essendo più elevata di quanto avviene nel tipo precedente, risulta ancora non lineare, con conseguente possibilità di introdurre distorsioni. Infine si verifica ancora, benchè in modo meno sensibile, la dipendenza dell'indicazione dello strumento dalla forma di onda ([3]).

La caratteristica di frequenza è assai buona, e dipende, come nel tipo precedente, dalla costruzione e dalle caratteristiche del diodo usato. Con costruzioni normali si arriva a frequenze dell'ordine di qualche diecina di MHz. Con diodi di piccole dimensioni, montati in modo molto compatto, si può arrivare a frequenze dell'ordine di qualche centinaio di MHz ([4]) ([5]), ed infine, con costruzioni speciali utilizzanti diodi a cristallo, (crystal diodes), si sono raggiunte recentemente frequenze dell'ordine del migliaio di MHz ([6]).

Fig. 3. - Schema di voltmetro a diodo con amplificatore in continua.

I voltmetri a triodo con rivelazione per caratteristica di griglia ([7]) si possono considerare come voltmetri a diodo (catodo-griglia) con amplificatore costituito dal triodo stesso. Essi hanno buone caratteristiche di sensibilità e di frequenza, ma non consentono la misura di tensioni superiori a qualche volt.

C) Voltmetri a diodo con preamplificatore. - Il fatto di amplificare la tensione incognita prima di applicarla al diodo, permette di aumentare moltissimo la sensibilità. Tuttavia è ovvio che il valore di questa, e la gamma di frequenze in cui il voltmetro può essere usato, dipendono dalle caratteristiche del preamplificatore. In generale, se si usano tubi normali aventi pendenza non molto elevata, si ottiene una buona stabilità, ma è difficile estendere molto la gamma di frequenza. Con tubi a forte pendenza, è possibile attuare amplificatori a banda più estesa, ma la stabilità dell'amplificazione risulta scarsa. L'impedenza di ingresso può essere molto elevata, ed essendo lineare, non provoca distorsioni della tensione da misurare.

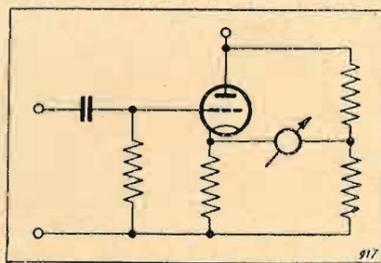



Fig. 4. - Schema di voltmetro elettronico a caratteristica di placca.

D) Voltmetri a caratteristica di placca. - Lo schema della figura 4 ne mostra un esempio. L'impedenza di ingresso è molto elevata, e la caratteristica di frequenza è pure assai buona. Inconvenienti principali sono l'instabilità dello zero e la sensibilità piuttosto scarsa (la tensione corrispondente alla massima deviazione è in generale di qualche volt), ed inoltre l'andamento della scala è approssimativamente quadratico, e le tensioni basse si leggono perciò difficilmente). Inoltre la sensibilità, ed anche l'andamento della scala, variano facilmente con la sostituzione del tubo od anche solo col suo invecchiamento.

Si ricordi in ogni modo che, mentre tutti i tipi precedenti sono sensibili al valor massimo della tensione applicata, il voltmetro a caratteristica di placca è sensibile approssimativamente (ma solo approssimativamente) al valore efficace.

2. Voltmetro a diodo con trasferitore catodico.

È noto che un trasferitore catodico fornisce all'uscita una tensione alternativa di poco inferiore a quella di entrata, con una impedenza bassissima, dell'ordine delle centinaia di ohm ([8]) ([9]). Esso si comporta, in un certo senso, come un traslatore, ma presenta rispetto a questo numerosi vantaggi e cioè:

a) L'abbassamento dell'impedenza di uscita non è connesso con una sensibile riduzione della tensione utile, mentre in un traslatore usuale, come è noto, la tensione varia proporzionalmente alla radice quadrata del rapporto delle impedenze. In altri termini, mentre nel traslatore usuale la potenza di uscita è sempre inferiore a quella di entrata, nel trasferitore catodico si ha una vera e propria amplificazione di potenza.

b) Il rapporto di trasformazione delle impedenze può essere elevatissimo, quale non si riesce a conseguire con un traslatore usuale. L'impedenza di entrata è infatti elevatissima, ed anche superiore a quella di un comune stadio amplificatore.

c) La gamma di frequenze entro la quale il trasferitore catodico funziona correttamente è estesissima, partendo dalle più basse frequenze acustiche ed arrivando a frequenze di qualche MHz.

Le proprietà ricordate rendono il trasferitore catodico particolarmente atto ad essere interposto fra l'entrata di un voltmetro elettronico ed il diodo rettificatore, risultandone i seguenti vantaggi:

1°) L'impedenza di entrata risulta elevatissima, e praticamente indipendente dalle caratteristiche del rettificatore, dalla sensibilità dello strumento indicatore e dalla portata utilizzata.

2°) L'impedenza di entrata risulta praticamente lineare, e non sono quindi da temere distorsioni di forma, anche quando il voltmetro venga inserito in un circuito ad alta impedenza.

3°) Il circuito del rettificatore può avere una impedenza relativamente bassa. È così possibile usare uno strumento meno sensibile, e quindi meno costoso e più robusto, anche per misurare tensioni basse. Inoltre risultano meno costose le resistenze tarate inserite nel circuito per variare la portata dello strumento.

3. Descrizione di un voltmetro a diodo con trasferitore catodico.

Lo schema di principio di un voltmetro con trasferitore catodico potrebbe essere ad esempio quello indicato nella figura 5*a*. In esso le funzioni del trasferitore catodico, e del rettificatore a diodo, sono esplicate da due tubi separati. Non sarebbe possibile, secondo questo schema, riunire le due funzioni in un unico tubo, a meno di ricorrere a tubi multipli con catodi separati, ma la difficoltà può superarsi facilmente con una piccola modificazione. Si immagini infatti di invertire il funzionamento del diodo, ponendo la placca a massa, ed applicando la tensione alternativa al catodo, come è indicato nella figura 5*b*. In questo modo, i catodi dei due tubi sono ancora separati dal condensatore *C*; ma questo, avendo la sola funzione di bloccare la tensione continua del catodo, impedendo che essa agisca sul rettificatore e sullo strumento, può anche essere posto fra questi due elementi e la massa, come indica la figura 5*c*. I due catodi risultano allora uniti fra loro, e si può pertanto utilizzare un solo tubo, come nella figura 5*d*.

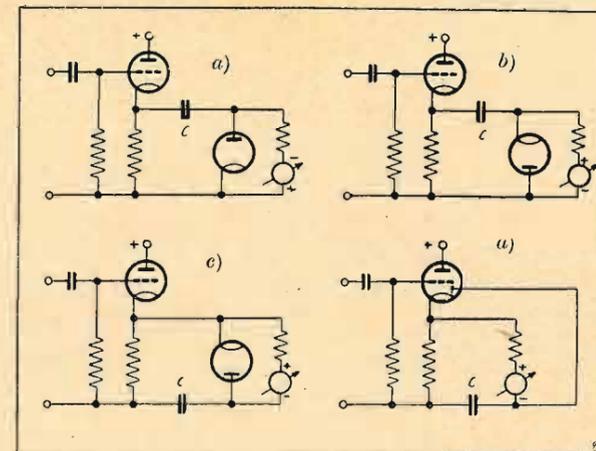



Fig. 5. - Schemi di principio di voltmetri a diodo con trasferitore catodico.

Nell'attuazione pratica, è naturalmente necessario dare una polarizzazione positiva alla griglia, allo scopo di ottenere l'opportuna differenza di potenziale fra questa e il catodo. Ciò può ottenersi sia con un partitore di tensione, inserito fra la massa e l'anodica, sia con una presa lungo la resistenza catodica. Le due soluzioni non sono equivalenti fra loro, in quanto la prima dà luogo ad una fortissima reazione negativa rispetto alla componente continua della corrente anodica, mentre la seconda permette di ottenere una resistenza equivalente di entrata molto maggiore della resistenza di fuga effettivamente inserita sulla griglia. La prima soluzione appare preferibile, specialmente quando si usino tubi a forte pendenza, che come è noto presentano sempre una certa instabilità della corrente di riposo. Infatti la reazione negativa in continua,

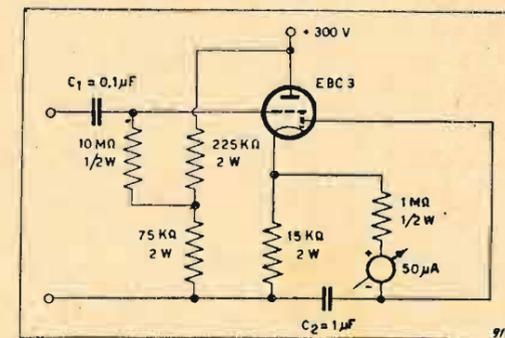



Fig. 6. - Schema di un voltmetro a diodo con trasferitore catodico, attuato con un solo tubo.

([1]) N. Aliotti: *Limitazioni all'uso dei voltmetri elettronici.* « Alta Frequenza », X, 1941, p. 31-38.

([2]) G. B. Madella: *Voltmetro a diodo compensato.* « Elettronica », II, 1947, p. 258.

([3]) G. B. Aiken: *Theory of the diode voltmeter.* « Proc. I.R.E. », XXVI, 1938, p. 859-876.

([4]) W. N. Tuttle: *Type 726.A-Vacuum-Tube Voltmeter.* « General Radio Experimenter », XI, 1937, n. 12 (maggio), p. 1-6.

([5]) C. A. Woodward Jr.: *A new Vacuum-Tube Voltmeter.* « General Radio Experimenter », XXII, 1946, n. 4 (settembre), p. 1-9.

([6]) A. Peterson: *A Peak-Reading Voltmeter for the U-H-F Ranges.* « General Radio Experimenter », XXII, 1946, n. 5 (ottobre), p. 1-5.

([7]) R. Zambrano: *Voltmetro elettronico.* « Elettronica », I, luglio 1946, p. 281-284.

([8]) G. Zanarini: *Stadio separatore per frequenze acustiche.* « Elettronica », I, 1946, p. 481-483.

([9]) H. L. Krauss: *Graphical Solutions for Cathode Followers* « Electronics », XX, 1947, n. 1, p. 116.

mentre riduce notevolmente gli effetti di tale instabilità, permette anche di utilizzare una resistenza di fuga molto elevata, rendendo così superfluo l'aumento artificiale della resistenza di entrata che si consegue col secondo metodo.

Lo schema complessivo risulta perciò quello indicato nella figura 6. I singoli valori ivi indicati sono naturalmente suscettibili di modificazioni, dipendentemente dagli scopi che si vogliono raggiungere, o dal materiale che si ha disponibile. Così ad esempio, la resistenza in serie allo strumento può essere variata in relazione alla sensibilità di questo, ed alla portata richiesta.

La polarizzazione assegnata alla griglia consente di misurare tensioni di cresta di circa 50 V. Pertanto la taratura, effettuata come di uso in valore efficace di onde sinusoidali, si estende fino a circa 35 V. Qualora si volessero misurare tensioni più elevate, occorrerebbe aumentare corrispondentemente il valore della resistenza catodica e quello della polarizzazione positiva di griglia, tenendo presente che, se non si vuole che il tubo funzioni in zone curve della sua caratteristica, dove è minore la pendenza e quindi maggiore la resistenza di uscita catodica, conviene che la polarizzazione positiva di griglia sia approssimativamente doppia del valore efficace della massima tensione sinusoidale misurabile. È conveniente portare il filamento riscaldatore del tubo ad un potenziale medio prossimo a quello del catodo, utilizzando ad esempio il potenziometro che fornisce la polarizzazione di griglia.

4. Caratteristiche conseguibili.

La figura 7 indica l'errore, in per cento, che presenta alle frequenze più alte un voltmetro costruito secondo lo schema della figura 6. Si deduce che esso può essere usato convenientemente (con errore minore del 2 %), fino a circa 5 MHz. La resistenza di entrata ha un valore molto elevato (qualche MΩ) e, come si è osservato in precedenza, è praticamente costante durante tutto il periodo, ciò che costituisce un pregio notevolissimo, specialmente quando si debbano effettuare misure su circuiti aventi impedenza molto elevata.

Il limite inferiore della gamma di frequenza utilizzabile dipende naturalmente dalle costanti di tempo del circuito. L'impiego di costanti di tempo molto elevate può dar luogo a qualche inconveniente a causa delle correnti di fuga dei condensatori utilizzati. Per quanto riguarda

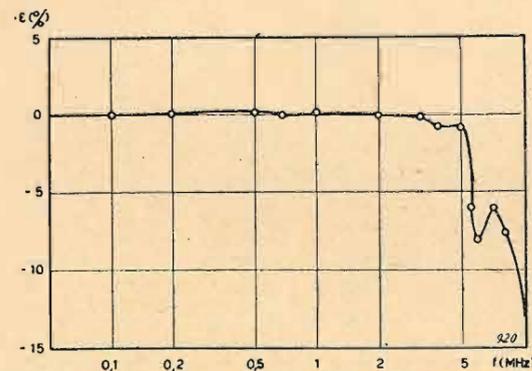



FIG. 7. - Errore percentuale del voltmetro a diodo rappresentato nella figura 6, in funzione della frequenza.

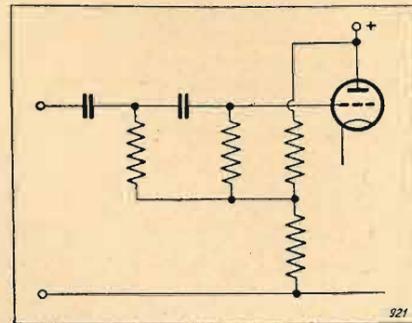



FIG. 8. - Schema di separatore a doppia cellula.

il condensatore di ingresso (C_1 nella fig. 6), la cosa non è generalmente grave, in quanto uno spostamento di qualche volt della polarizzazione di griglia non provoca inconvenienti, dato che il tubo funziona con forte reazione negativa. Se comunque l'inconveniente apparisse sensibile, vi si potrebbe ovviare mediante il circuito della figura 8, che comprende una doppia cellula a resistenza e capacità, e permette di separare in maniera molto efficace la tensione continua da quella alternativa[10]. Più gravi sono gli inconvenienti dovuti alla corrente di fuga del condensatore C_2 (fig. 6), che attraversa direttamente lo strumento di misura. Essa può generalmente rendersi trascurabile connettendo uno degli estremi del condensatore, invece che a massa, ad un punto avente un potenziale prossimo a quello del catodo. In generale è sufficiente utilizzare la presa del partitore che dà la polarizzazione di griglia.

Si è visto che il funzionamento del voltmetro descritto è equivalente a quello del circuito indicato nella figura 5c, e l'indicazione è pertanto proporzionale al valore della cresta negativa dell'onda applicata. Nella grande maggioranza dei casi, è indifferente misurare la cresta positiva o quella negativa. Quando sia assolutamente necessario misurare la cresta positiva, si deve naturalmente seguire lo schema della figura 5a.

Se per la ragione anzidetta, o per qualunque altra ragione, si rinuncia all'uso del semplice circuito indicato nella figura 6, facente uso di un tubo multiplo con catodo unico, la capacità complessiva verso massa del circuito catodico risulta maggiore e quindi, a parità di pendenza del triodo, la gamma di frequenza utilizzabile risulta meno estesa verso le alte frequenze. Tuttavia è possibile, con l'uso di tubi a forte pendenza (6AC7 ad esempio), compensare questo fatto, e conseguire risultati analoghi a quelli indicati.

5. Conclusione.

Con l'uso di un trasferitore catodico, è possibile attuare voltmetri a diodo aventi una impedenza di entrata molto elevata e costante durante tutto il periodo. La gamma di frequenza entro la quale tali apparecchi sono utilizzabili è più ristretta di quanto avviene nel caso dei voltmetri a diodo ad entrata diretta, ma è largamente sufficiente per molti scopi, essendo dell'ordine di circa 5 MHz. Il circuito può essere attuato con un solo tubo, e risulta perciò molto economico.

(10) O. H. SCHMITT: *Leaky Condensers in Resistance Coupled Amplifiers*. « Review of Scientific Instruments », VIII, 1937, p. 91.

DISTORSIONI DELLA RADIORICEZIONE DOVUTE ALLA PROPAGAZIONE (*)

dott. ing. GIUSEPPE ZANARINI
Direttore tecnico della Magnadine Radio - TORINO

SOMMARIO. Le distorsioni della modulazione di un segnale a RF. non si formano soltanto nei circuiti delle apparecchiature di trasmissione e di ricezione, ma si verificano spesso, e in forma grave, anche nella propagazione del segnale a medie e grandi distanze. Nel presente articolo, dopo una breve introduzione, si esamina il meccanismo con cui queste distorsioni « di propagazione » hanno origine e si accenna ai principali sistemi di ricezione atti a ridurle sensibilmente. Sulla base delle argomentazioni svolte vengono tratte alcune conclusioni sulla effettiva possibilità o non, della radiodiffusione a grande distanza e con elevata fedeltà. In appendice viene effettuata un'analisi quantitativa delle distorsioni d'inviluppo che conseguono all'introduzione di dissimetrie nella configurazione delle bande laterali di un'onda modulata in ampiezza.

1. Introduzione.

In una precedente trattazione [1] abbiamo cercato di inquadrare l'argomento della fedeltà della riproduzione dei suoni nelle sue linee essenziali, sorvolando le questioni specifiche inerenti alle varie applicazioni della tecnica elettronica ed elettroacustica.

Tra queste la radioricezione è una delle più importanti ed involve quasi certamente il maggior numero di problemi di carattere tecnico ed economico.

Le distorsioni che si riscontrano nella radioricezione sono infatti molteplici ed è opportuno, per maggiore chiarezza, suddividerle in categorie in base alle cause determinanti:

- — distorsioni inerenti alla propagazione delle radioonde;
- — distorsioni intrinseche dei circuiti del radioricevitore precedenti il rivelatore;
- — distorsioni del circuito rivelatore;
- — distorsioni dei circuiti a B.F. e dell'altoparlante;
- — distorsioni conseguenti a interazioni tra diversi organi e stadi del ricevitore.

Nel raffronto tra i vari sistemi di radiodiffusione non sempre viene attribuito il giusto peso alle distorsioni appartenenti alla prima categoria; nelle presenti note si rileva che mentre la loro influenza sulla fedeltà di ricezione è grandissima, una loro sensibile riduzione non è ottenibile con mezzi semplici ed economici.

DISTORSIONI INERENTI ALLA PROPAGAZIONE DELLE RADIONDE

Nella radioricezione a media e grande distanza si notano sovente distorsioni ingenti della modulazione caratterizzate da un andamento irregolarmente variabile nel tempo. Tali deformazioni sono causate da un complesso di fenomeni che hanno origine nella *ionosfera* ed i cui effetti sono globalmente designati col termine « evanescenza » (*fading*).

Rimandando il lettore, per uno studio particolareggiato della propagazione ionosferica, a trattazioni specifiche sull'argomento [2], ci limitiamo a riassumere i dati di fatto che possono contribuire al chiarimento del meccanismo con cui le distorsioni anzidette si manifestano.

2. Evanescenza selettiva.

Com'è ben noto, l'energia irradiata da un'antenna trasmettente può immaginarsi ripartita tra un'*onda di superfice*, procedente vicino al suolo, e un'*onda spaziale* propagantesi nello spazio soprastante.

Mentre la prima si estingue più o meno rapidamente (dipendentemente dalla frequenza e da altri fattori) per effetto dell'assorbimento del suolo, la seconda, giungendo nella ionosfera, viene in parte rifratta e riflessa verso la terra [3] rendendo così possibile la ricezione in luoghi la cui distanza dal trasmettitore escluderebbe qualsiasi influenza dell'onda di superfice. L'importanza pratica di questo fatto è notevolissima dato che senza di esso i radiocollegamenti commerciali e la radiodiffusione a grande distanza non sarebbero effettuabili. La coesistenza di altri fenomeni secondari e la variabilità delle caratteristiche della ionosfera, sono però causa di effetti disturbatori che molto frequentemente pregiudicano la regolarità della ricezione effettuata con mezzi normali.

La ionosfera, infatti, si comporta come un mezzo elettricamente eterogeneo le cui proprietà variano da punto a punto, nel tempo e con la frequenza delle onde incidenti; i fenomeni che vi hanno luogo consistono in rifrazioni, riflessioni, assorbimenti, diffusioni e rotazioni del piano di polarizzazione delle radioonde che in essa si propagano. Esaminiamone gli effetti considerando, per maggiore chia-

(1) G. ZANARINI: *La fedeltà nella riproduzione elettroacustica dei suoni*. « Elettronica », II, 1947, p. 96, p. 134, p. 267 e p. 339.

(*) Pervenuto alla redazione l' 1-IX-1947.

(2) Si veda per es.:
F. E. TERMAN: *Radio Engineers' Handbook*. Mc Graw-Hill, New York a. London, 1943, p. 710-754.
E. MONTÙ: *Radiotecnica Vol. I.* U. Hoepli, Milano, 1945, p. 230-260.
E. V. APPLETON: *Wireless Studies of the Ionosphere*. « Jour. I.E.E. », LXXI, 1932, p. 642.
S. S. KIRBY, L. V. BERKNER, a D. M. STUART: *Studies of the Ionosphere and their Application to Radio Transmissions*. « Proc. I.R.E. », XXII, Aprile 1934, p. 481.

(3) Ambedue i fenomeni si verificano contemporaneamente dato che l'indice di rifrazione della ionosfera varia quasi sempre sensibilmente lungo percorsi dell'ordine della lunghezza d'onda: con onde lunghe prevale la riflessione, con onde corte la rifrazione.

rezza, alcuni casi tipici:

Ricezione locale. Ha luogo nella zona più vicina al trasmettitore in cui la sola influenza dell'onda di superfice è sensibile. In questo caso non può verificarsi alcun fenomeno particolare, eccezion fatta per assorbimenti e diffrazioni dipendenti dalle caratteristiche di conducibilità del suolo e da eventuali ostacoli interposti nel cammino di propagazione. Raramente possono verificarsi deformazioni apprezzabili della modulazione.

Ricezione a media distanza. Concerne la zona in cui possono giungere contemporaneamente con ampiezza sensibile sia l'onda di superfice, sia l'onda spaziale proveniente dalla ionosfera. In ciascun punto di questa zona l'intensità del campo a R.F. è la risultante vettoriale di quelle che competono alle due onde e varia perciò con la fase relativa delle medesime. Se le caratteristiche della ionosfera fossero costanti e indipendenti dalla frequenza, si verificherebbero soltanto variazioni da punto a punto dell'intensità del campo risultante. In realtà nessuna delle due condizioni è verificata così che, in un generico punto, la fase relativa delle due onde interferenti varia non solo nel tempo, ma anche con la frequenza. Dato che un segnale a R.F. modulato è costituito da componenti di diversa frequenza, queste subiscono affievolimenti e rotazioni di fase diverse talchè la configurazione delle bande laterali viene alterata. Ne consegue una distorsione di non linearità della funzione modulante la cui entità dipende dalla profondità di modulazione del segnale a R.F. (vedi appendice).

Quando le ampiezze delle onde interferenti differiscono di poco, in certi istanti l'onda portante viene ad essere quasi del tutto soppressa mentre alcune delle onde laterali sono addirittura accentuate.

Se il segnale è modulato in ampiezza si verifica, allora, una forma di sovramodulazione che è causa di distorsioni d'inviluppo ingentissime: in tal caso non solo la fedeltà, ma persino l'intelligibilità della ricezione viene compromessa. In figura 1 è visibile la forma di questa distorsione nel caso semplice di una funzione modulante sinoidale.

Questo tipo di evanescenza viene denominato, per tali caratteristiche, « selettivo » e si verifica essenzialmente nella ricezione notturna delle onde medie nell'ambito della cosidetta *zona di distorsione*, costituita da una fascia anulare la cui distanza media dal trasmettitore è dell'ordine di un centinaio di chilometri, ed è indipendente dalla potenza irradiata ([4]). Per le onde corte questa zona non esiste per il motivo che l'onda spaziale assume un'ampiezza sensibile soltanto a distanze superiori a quella cui può giungere l'onda di superfice. Per le onde lunghe, per le quali i coefficenti di rifrazione, riflessione ed assorbimento sono molto meno dipendenti dalla frequenza, la distorsione si manifesta con entità assai più limitata.

Fig. 1. - *a*) Rappresentazione con vettori rotanti di un'onda modulata in ampiezza: il punto *P* rimane esterno al cerchio descritto dai vettori rappresentativi delle bande laterali. *b*) Onda sovramodulata: il punto *P* è interno al cerchio sopraddetto. *c*) Inviluppi corrispondenti: linea a tratti = inviluppo indistorto relativo al caso *a*); linea continua = inviluppo deformato relativo al caso *b*).

Ricezione a grande distanza (o lontana). Riguarda la zona di dominio della sola onda spaziale. Considerando un generico punto di ricezione, possono verificarsi i due casi seguenti:

1. Il segnale giunge in esso percorrendo un unico cammino. In questo caso le distorsioni di modulazione non sono rilevanti e derivano da dissimetrie di fase e di ampiezza delle onde laterali, dovute al fatto che i coefficenti di rifrazione e di assorbimento della ionosfera variano con la frequenza. La distorsione per sovramodulazione non si verifica. Gli affievolimenti del segnale non presentano carattere specificamente selettivo e sono dovuti sia a variazioni nel tempo del coefficente di assorbimento della ionosfera, sia a variazioni irregolari della polarizzazione dell'onda in arrivo: quest'ultima, dopo aver percorso gli strati ionizzati risulta, di solito, polarizzata ellitticamente ma, per la variabilità delle caratteristiche di essi, il rapporto tra le due componenti di polarizzazione verticale ed orizzontale non è costante.

2. L'onda in arrivo è la risultante di due o più onde che hanno percorso cammini diversi. Questo caso è il più frequente e si verifica sia quando nello stesso punto convergono due o più onde rifratte da strati diversi della ionosfera, sia quando le componenti del segnale modulato subiscono in essa un processo di dispersione in seguito al quale finiscono per propagarsi secondo cammini indipendenti (il fenomeno sembra dipendere dall'influenza esercitata dal campo magnetico terrestre sul moto impresso agli elettroni liberi della ionosfera dal campo elettrico a radiofrequenza).

In ambedue le eventualità l'interferenza delle onde di diversa provenienza è causa di affievolimenti selettivi i cui effetti sono del tutto analoghi a quelli che si riscontrano nella ricezione a media distanza. Particolarmente gravi, perciò, risultano anche in questo caso le distorsioni di sovramodulazione che si manifestano quando le ampiezze delle onde interferenti sono poco dissimili.

L'evanescenza selettiva è caratteristica della ricezione lontana delle onde corte, ma si manifesta talvolta anche in quella delle onde medie. Le onde lunghe ne sono invece praticamente esenti.

Effetto Lussemburgo ([5]). Questo effetto, la cui denominazione trae origine dal fatto che fu notato per la prima volta in correlazione con la trasmissione di Radio Lussemburgo, costituisce un'ulteriore causa di deformazione della modulazione. Esso deriva da un comportamento non lineare della ionosfera dipendentemente dal suolo e si verifica talvolta una sensibile *intramodulazione* tra due diversi segnali a R.F. che giungano in essa con intensità rilevante. Il fenomeno non è molto frequente e la sua entità può considerarsi, in linea di massima, trascurabile.

Onde modulate in frequenza. Per la maggiore larghezza del canale di trasmissione, l'evanescenza selettiva causerebbe, nella ricezione lontana di onde modulate in frequenza, distorsioni ancora più gravi di quelle relative alla ricezione di onde modulate in ampiezza; esse deriverebbero da variazioni della frequenza istantanea causate da una modulazione di fase spuria sovrapponentesi alla modulazione utile e derivante a sua volta dalla variabilità delle differenze dei tempi di propagazione relativi alle onde interferenti ([6]).

Poichè le due modulazioni non sono in relazione armonica, la distorsione assumerebbe caratteri sgradevolissimi. Dato che per questo e per altri motivi la radiodiffusione a modulazione di frequenza viene effettuata su onde ultracorte, con portata limitata alla zona di dominio dell'onda di superfice, ci riferiremo esclusivamente, nelle considerazioni che seguono, alla ricezione lontana di segnali modulati in ampiezza ([7]).

3. Riduzione degli effetti dell'evanescenza.

Quando l'evanescenza si esplica con una semplice fluttuazione dell'intensità del segnale in arrivo, i suoi effetti possono essere attenuati dotando il ricevitore di una efficace R.A.S. (regolazione automatica della sensibilità) ([8]) quantunque al vantaggio di una maggiore costanza del segnale erogato dal ricevitore si contrapponga l'inconveniente di un aumento, talora notevole, del livello di disturbi e di interferenze in corrispondenza dei forti affievolimenti.

Per contro gli effetti dell'evanescenza selettiva non possono essere ridotti con i comuni mezzi. La R.A.S., per esempio, anzichè ridurre le distorsioni le pone maggiormente in rilievo. Infatti quando l'onda portante del segnale ricevuto si affievolisce selettivamente, la R.A.S. provoca un aumento dell'amplificazione del ricevitore. D'altra parte l'ampiezza delle onde laterali non è, per l'ipotesi fatta, diminuita (anzi per talune di esse può risultare perfino aumentata) così che l'erogazione a B.F. del ricevitore aumenta proprio quando la distorsione di non linearità, derivante da sovramodulazione del segnale, raggiunge i massimi livelli. La frequenza e l'entità di questo fenomeno, assai comune nella ricezione lontana delle onde corte specialmente, sono in certi casi tali da pregiudicare l'intelligibilità della ricezione. Le conseguenze dell'evanescenza selettiva sono quindi assai gravi sia nella radiodiffusione in cui l'estetica della riproduzione viene perduta, sia nei radiocollegamenti commerciali su grande distanza in cui vengono compromesse la sicurezza e la continuità di esercizio. La crescente importanza che nell'ultimo ventennio sono andati assumendo i radiocollegamenti transcontinentali, ha resa necessaria la ricerca di mezzi efficenti nel ridurre ad un livello accettabile sia gli affievolimenti, sia le distorsioni di modulazione.

Lo studio del problema porta a diverse possibili soluzioni alcune delle quali sono suscettibili d'integrarsi utilmente a vicenda:

A) ricezione con più antenne spaziate (« space diversity sistem »).

B) ricezione divisa delle due componenti di polarizzazione del segnale in arrivo (« Polarization diversity sistem »).

C) ricezione direttiva in senso verticale secondo più angoli opportunamente scelti (« Musa receiving sistem »);

D) riduzione della profondità di modulazione del segnale in arrivo.

Soluzione *A*): trae profitto dalla circostanza che in una determinata zona e in un medesimo istante l'evanescenza assume entità variabili da punto a punto. La distanza intercorrente tra i punti di massimo e di minimo è dell'ordine di alcune lunghezze d'onda.

Distribuendo nella zona di ricezione più antenne convenientemente distanziate (da 5 a 10 λ), l'affievolimento simultaneo di tutti i corrispondenti segnali diviene, per ragioni di probabilità statistica, estremamente raro; perciò quando una componente di segnale è minima in un'antenna è frequentemente massima, o quasi, in alcune delle rimanenti.

Sulla base di questo principio la ricezione antievanescente può essere ottenuta connettendo a ciascuna antenna un ricevitore sintonizzato sulla frequenza del segnale desiderato e mescolando le rispettive erogazioni a B.F. La R.A.S. deve essere comune per tutti i ricevitori onde evitare che la sensibilità di quelli cui risulta temporaneamente applicato un segnale la cui onda portante è affievolita, aumenti, con conseguente apporto di disturbi e distorsioni nel miscuglio a B.F. Lo scopo viene raggiunto usando come tensione di comando comune per la R.A.S. il miscuglio delle componenti continue delle tensioni erogate dai rivelatori individuali ([9]).

([4]) Un classico studio dell'evanescenza selettiva alle frequenze di radiodiffusione è stato eseguito da:

R. Bown, De L. K. Martin, e R. K. Potter: *Some Studies in Radio Broadcast Transmission.* Proc. I.R,E., XIV, Febbraio 1926, p. 57.

Si veda anche:

R. K. Potter: *Transmission Characteristics of a Short-Wave Telephone Circuit.* Proc. I.R.E., XVIII, Aprile 1930, p. 581.

([5]) G. W. O. Howe: *Accurate Measurements of the Luxemburg Effect.* « Wireless Eng. », XV, Aprile 1938, p. 187.

V. A. Bailey e D. F. Martyn: *The Interaction of Radio Waves.* « Exp. Wireless and Wireless Eng. », XII, Marzo 1935, p. 122.

([6]) M. G. Crosby: *Observations of Frequency-Modulation Propagation on 26 Megacycles.* Proc. I.R.E. XXIX, Luglio 1941, p. 398.

M. G. Crosby: *Frequency Modulation Propagation Characteristics.* Proc. I.R.E., XXVI, Giugno 1936, p. 898.

([7]) Nei collegamenti su distanze relativamente elevate (superanti talora i 250 km.) effettuati con ponti radio a onde ultracorte e microonde, si verificano particolari fenomeni di evanescenza selettiva dovuti alla riflessione del suolo e alla propagazione troposferica. Su questo soggetto si veda:

G. Latmiral e G. Barzilai: *Osservazioni sulla propagazione delle onde ultracorte.* « Alta Frequenza », XVI, Giugno-Agosto 1947, p. 147.

M. S. Corrington: *Frequency-Modulation Distorsion Caused by Multipath Transmission.* Proc. I.R.E. XXXIII Dicembre 1945, p. 878.

S. T. Meyers: *Nonlinearity in Frequency-Modulation Radio Systems due to Multipath Propagation.* Proc. I.R.E. XXXIV, Maggio 1946, p. 256.

A. D. Mayo e C. W. Summer: *F.M. Distorsion in Mountainos Terrain.* Q.S.T. XXVII, Marzo 1944, p. 34.

([8]) Un circuito R.A.S. semplice ed efficente è stato descritto in questa rivista. Si veda:

G. Dilda: *Circuito per la regolazione automatica amplificata della sensibilità.* « Elettronica », I, Gennaio 1946, p. 8.

([9]) J. B. Moore: *Recent Developments in Diversity Receiving Equipment.* « R.C.A. Rev. », II, Luglio 1937, p. 94.

H. O. Peterson, H. H. Beverage e J. B. Moore: *Diversity Telephone Receiving System of R.C.A. Communications.* Proc. I.R.E., XIX, Aprile 1931, p. 562.

Fig. 2. - Schema di principio di un complesso ricevente antievanescenza con antenne spaziate (*space diversity system*). Particolarità: 1) in ogni istante viene rivelato soltanto il segnale a F.I. più intenso; 2) la tensione negativa per la R.A.S. è proporzionale all'onda portante più intensa e comanda simultaneamente i tre ricevitori.

Un perfezionamento di questo sistema ([10]) è schematicamente rappresentato in figura 2. Le sue particolarità risiedono nel circuito di rivelazione ed in quello della R.A.S. Come appare dallo schema, i diodi D_1, D_2 e D_3 sono connessi ad un carico di rivelazione comune R_1C_1 la cui costante di tempo è quella normalmente usata per ottenere la rivelazione di punta. Se i segnali ad F.I. applicati ai catodi dei diodi presentano ampiezze diverse, è chiaro che con tale disposizione soltanto il più intenso di essi può essere rivelato dato che il diodo corrispondente è il solo attivo mentre i rimanenti risultano interdetti dalla tensione rettificata medesima.

Il circuito della R.A.S. è costituito da un filtro R_2C_2 che elimina nella tensione rettificata le componenti a B.F., da un diodo D_4 che trasmette agli stadi comandati la sola porzione della tensione rettificata che supera la tensione di soglia applicata tra il punto P e la massa, e, infine, dal diodo D_5 che impedisce che la tensione di comando possa divenire positiva. Onde evitare distorsioni del rivelatore in corrispondenza di elevate profondità di modulazione, deve essere $R_2 >> R_1$.

La tensione di comando, il cui valore dipende dalla più intensa delle tre onde portanti, controlla simultaneamente i tre ricevitori. In tal modo il ricevitore cui risulta applicato il segnale meno affievolito domina la situazione rendendo inattivi, o quasi, gli altri due.

La rigorosa identità delle tre F.I., indispensabile per evitare la formazione di battimenti nel circuito di rivelazione, viene attuata dotando i tre ricevitori, che sono del tipo a cambiamento di frequenza, di un oscillatore di conversione comune.

Con questa disposizione gli affievolimenti e le distorsioni di non linearità per sovramodulazione vengono fortemente attenuati; permane invece la distorsione non lineare derivante da dissimetrie delle onde laterali. L'esperienza ha però dimostrato che queste distorsioni non pregiudicano l'intelligibilità delle comunicazioni ([11]).

Soluzione *B*): si basa sul fatto che l'onda in arrivo è di solito polarizzata ellitticamente e che le due componenti polarizzate verticalmente ed orizzontalmente affievoliscono con andamenti indipendenti. Operando allora la scomposizione dell'onda in arrivo per mezzo di antenne adatte allo scopo e procedendo come nei sistemi precedenti si ottengono risultati analoghi.

Soluzione *C*): si basa sui seguenti fatti sperimentalmente accertati:

- i segnali a onda corta giungono, in un punto di ricezione sufficentemente lontano dal trasmettitore, con angoli zenitali preferiti.
- i segnali che giungono secondo uno di tali angoli, affievoliscono in ampiezza senza presentare rilevanti distorsioni di modulazione.
- il ritardo dell'inviluppo di modulazione del segnale a R.F. aumenta con l'aumentare dell'angolo zenitale di arrivo (ai massimi angoli corrispondono infatti i cammini, e quindi i tempi di propagazione, più lunghi).

Nel sistema di ricezione antievanescente «MUSA» i segnali che giungono secondo i diversi angoli zenitali preferiti sono inviati ad altrettanti ricevitori le cui erogazioni a B.F. vengono rese equifasi per mezzo di opportune catene di ritardo e quindi sovrapposte; all'uopo debbono essere ritardati gl'inviluppi di modulazione dei segnali che pervengono con i minori angoli zenitali (il cui cammino di propagazione è più breve).

La separazione dal segnale in arrivo delle componenti giungenti secondo gli angoli preferiti viene effettuata con il seguente procedimento. Il sistema di captazione è costituito da una serie di antenne rombiche uniformemente spaziate lungo una retta; le rispettive erogazioni sono sovrapposte in ogni ricevitore con uno sfasamento progressivo ottenuto con reti sfasatrici (contenute nel ricevitore stesso) così che l'angolo zenitale di massima ricezione può essere variato regolando le reti medesime. Lo sfasamento φ richiesto tra le erogazioni di due antenne adiacenti è dato dalla relazione: $\varphi = 2\pi \dfrac{d}{\lambda} \cos\theta$ in cui: d = distanza tra i centri delle due antenne adiacenti, λ = lunghezza d'onda del segnale da ricevere, θ = angolo zenitale di massima ricezione.

Le reti sfasatrici agiscono nei circuiti a F.I. dei ricevitori e sono, in ognuno di questi, meccanicamente accoppiate in guisa da rendere possibile la regolazione di φ, e quindi di θ, con la manovra di un solo comando. Ogni ricevitore, infatti, è munito di tanti canali di entrata quante sono le antenne rombiche e di altrettanti stadi convertitori; questi ultimi sono eccitati da un unico oscillatore di conversione così che le relazioni di fase esistenti tra i segnali indotti nelle rispettive antenne, si trasmettono inalterate; ogni stadio convertitore è collegato, a sua volta, ad una rete sfasatrice e le uscite di queste sono infine mescolate all'entrata dell'amplificatore a F.I. ([12]). In tal modo la direttività zenitale viene ottenuta agendo su circuiti che lavorano su frequenza fissa, ciò che consente un più agevole adattamento del sistema alla ricezione di segnali di frequenza diversa. La messa a punto del sistema

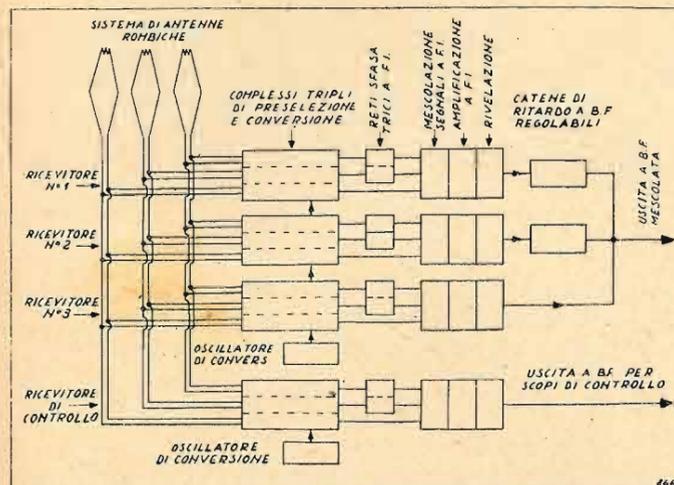



Fig. 3. - Schema di principio di un complesso ricevente antievanescenza tipo M.U.S.A. Ogni ricevitore riceve preferenzialmente i segnali giungenti con un angolo zenitale prestabilito in base a rilievi sull'intensità di ricezione effettuati per mezzo del ricevitore di controllo. La direttività zenitale viene ottenuta elettricamente sfasando mutuamente, con reti contenute nei ricevitori, i segnali giungenti dal sistema di antenne rombiche. Le erogazioni a B.F. vengono sovrapposte dopo essere rese equifasi con catene di ritardo.

per la ricezione di una particolare trasmissione, viene effettuata rilevando gli angoli preferiti per mezzo di un ricevitore di controllo indipendente da quelli principali.

Lo schema di principio di un'apparecchiatura ricevente di questo tipo è rappresentato in figura 3.

Se si utilizzano tre antenne rombiche e tre ricevitori, l'eventualità che il segnale utile erogato dal complesso scenda sotto il livello di disturbo è estremamente improbabile.

Questo sistema è risultato in pratica il più efficente per la ricezione lontana delle onde corte dato che oltre ad eliminare quasi completamente gli affievolimenti, sopprime anche la maggior parte delle distorsioni di modulazione. Inoltre la direttività zenitale che si ottiene nel modo descritto è alquanto più spiccata di quella pertinente ad una singola antenna ciò che permette un miglioramento del rapporto «segnale/disturbo» di circa 12 dB. Naturalmente, perchè il miglioramento suddetto sia effettivo occorre anche in questo caso controllare i vari ricevitori con un unico circuito di R.A.S., onde impedire il solito inconveniente dell'aumento della sensibilità dei ricevitori i cui segnali entranti affievoliscono.

Il sistema è certamente meno flessibile dei precedenti, ma ciò non costituisce un grave inconveniente nei radiocollegamenti commerciali che si svolgono normalmente su poche frequenze prestabilite e in direzioni fisse: per i suoi innegabili vantaggi esso è perciò preferito per impianti d'importanza con traffico intenso ([13]).

Soluzione *D*): potrebbe costituire un mezzo integrativo per eliminare, nei sistemi precedenti, le distorsioni di modulazione residue. Le distorsioni d'inviluppo dovute a dissimetrie delle bande laterali possono infatti essere ridotte diminuendo la profondità di modulazione del segnale, ossia amplificando l'onda portante in misura maggiore delle onde laterali (vedi appendice).

Il procedimento, che potrebbe pensarsi applicato in uno qualsiasi dei sistemi descritti, non è però di facile attuazione dato che comporterebbe la separazione dell'onda portante per mezzo di filtri estremamente selettivi e, ciò che è ancora più grave, il mantenimento nel tempo di una precisione di sintonizzazione estremamente elevata.

Per tali difficoltà e per il motivo che l'intelligibilità ottenibile con i precedenti sistemi è più che sufficente per scopi commerciali, non sembra che questo perfezionamento sia di conveniente applicazione nei casi normali in cui l'onda a R.F. è modulata con due bande laterali.

4. Radiodiffusione a grande e media distanza.

La precedente esposizione pone in rilievo l'importanza essenziale che nella ricezione lontana e media assumono le distorsioni della modulazione inerenti alla propagazione, e la complessità dei mezzi cui è necessario ricorrere per ottenerne una riduzione sufficente a rendere costantemente intelligibili le comunicazioni nei radiocollegamenti commerciali.

Tali distorsioni sono quasi sempre presenti e, specialmente nella ricezione delle onde corte, superano talvolta in entità le più gravi che possano manifestarsi nei circuiti del ricevitore.

La loro ulteriore riduzione ad un livello accettabile per la ricezione di programmi artistici, implicherebbe mezzi ancora più complessi e perciò costosi ed ingombranti. Ricevitori per la ricezione circolare da affidare ai normali radioutenti non possono, ovviamente, fare ricorso a tali sistemi.

D'altra parte non bisogna dimenticare che, anche sopprimendo completamente le distorsioni di non linearità della modulazione, il livello di disturbi e d'interferenze sussisterebbe quasi inalterato; i parassiti irradiati da apparecchi elettrici di ogni genere sono, infatti, assai intensi nelle grandi città e l'addensamento dei canali di trasmissione è tale da non consentire la ricezione di una banda di frequenze sufficentemente ampia per una riproduzione di alta fedeltà.

La parziale eliminazione degli effetti dell'evanescenza è invece convenientissima nei radiocollegamenti a grande distanza in cui, più che la fedeltà, è richiesta l'intelligibilità della ricezione; per queste applicazioni è possibile provvedere ad installazioni in luoghi lontani da sorgenti di

---

([10]) Sviluppato dallo scrivente nel 1938 presso il Laboratorio Ricerche della «SAFAR».

([11]) Alcuni complessi riceventi di questo tipo, costruiti dalla SAFAR nel 1938, hanno fornito risultati eccellenti. Esperimenti effettuati nel centro ricevente di S. Alessandro (Roma) usufruendo di un campo di antenne direttive già esistenti, hanno mostrato la possibilità di attuazione di radiocollegamenti assai stabili ed efficenti su distanze di alcune migliaia di chilometri (G. Zanarini: *La ricezione nei radiocollegamenti su grande distanza.* «Rivista SAFAR», Maggio 1938).

([12]) H. T. Früs: *A New Directional Receiving System.* «Proc. I.R.E.», XIII, Dicembre 1925, p. 685.
H. T. Früs e C. B. Feldman: *A Multiple Unit Steerable Antenna for Short-Wave Reception.* «Proc. I.R.E.», XXV, Luglio 1937, p. 841.

([13]) Per maggiori dettagli su questo sistema di ricezione si veda: F. A. Polkinghorn: *A Single Sideband Musa Receiving System for Commercial Operation on Transatlantic Radiotelephone Circuits,* «Bell System Tech. Journ.», XIX, Aprile 1940.

disturbo e il maggior costo delle apparecchiature è largamente compensato dalla loro migliore prestazione.

La conclusione che si può trarre da queste considerazioni è che la ricezione a grande e media distanza con elevata e costante fedeltà non è praticamente possibile; perciò la radiodiffusione di programmi artistici è attuabile soltanto con servizi locali. È quindi da prevedersi una graduale evoluzione in questo senso degli attuali sistemi di radiodiffusione, già in atto, del resto, negli S.U.A. con il progressivo affermarsi della modulazione di frequenza. Che questo sistema di radiodiffusione, i cui vantaggi sono ben noti, finisca per imporsi anche in Europa, in cui le condizioni di ricezione sono ancora peggiori per il maggior addensamento dei canali di trasmissione, è fuori discussione. Ciò che dobbiamo augurarci è che questo rinnovamento, che darebbe nuovo e vitale impulso alla radiodiffusione, non venga ritardato più del necessario.

APPENDICE

Distorsioni dell'inviluppo di un'oscillazione modulata in ampiezza derivanti da dissimetrie delle bande laterali.

Come già si è accennato nel testo, quando per un qualsiasi motivo la simmetria delle onde laterali di un'oscillazione modulata in ampiezza viene distrutta, l'inviluppo dell'oscillazione risulta deformato, ossia non più proporzionale alla funzione modulante originaria.

Le deformazioni consistono sia in distorsioni di non linearità sia in variazioni dell'ampiezza della componente alternativa dell'inviluppo.

Poichè per effetto di fenomeni di propagazione nello spazio (evanescenze selettive) o in catene filtranti (circuiti di selezione del radioricevitore) si verificano generalmente dissimetrie di ampiezza e di fase delle onde laterali del segnale modulato, presenta un interesse essenziale, per la valutazione della fedeltà di ricezione, la determinazione quantitativa delle distorsioni d'inviluppo che ne conseguono.

Una trattazione esauriente di questo soggetto è stata sviluppata da G. Cocci [14]: ci limitiamo perciò ad accennare all'impostazione del problema su basi sostanzialmente analoghe, anche se non formalmente identiche, a quelle tracciate dal citato Autore e a discutere taluni risultati attinenti all'argomento di queste note.

L'ampiezza istantanea v di un'oscillazione modulata sinoidalmente in ampiezza è espressa dalla nota relazione:

$$[1]\qquad v = V \operatorname{sen}[(\Omega - \omega)t + (-\varphi)] + V_0 \operatorname{sen} \Omega t + V \operatorname{sen}[(\Omega + \omega)t + \varphi]$$

in cui, per eliminare un angolo di fase, si è assunto come origine dei tempi uno degli istanti in cui si annulla l'oscillazione portante e si è posto:

V_0 = ampiezza dell'oscillazione portante.
Ω = pulsazione dell'oscillazione portante.
V = ampiezza di ciascuna onda laterale.
φ = fase della modulazione.
ω = pulsazione della funzione modulante.

Se s'immagina che le onde laterali subiscano variazioni indipendenti di ampiezza e di fase, il valore istantaneo v' dell'oscillazione deforme può essere espresso dalla:

$$[2]\qquad v' = V' \operatorname{sen}[(\Omega - \omega)t + \varphi'] + V_0 \operatorname{sen} \Omega t + V'' \operatorname{sen}[(\Omega + \omega)t + \varphi'']$$

in cui V' e V'' sono le nuove ampiezze delle onde laterali e φ', φ'' le rispettive fasi.

Possono allora essere introdotte le seguenti grandezze:

[3]
$m = (V' + V'')/V_0$ = profondità di modulazione
$\varphi_m = (\varphi'' - \varphi')/2$ = fase di modulazione
$d = (V'' - V')/V_0$ = dissimetria di ampiezza delle onde laterali
$\varphi_d = (\varphi'' + \varphi')/2$ = dissimetria di fase delle onde laterali.

Eliminando nella [2] V', V'', φ' e φ'' per mezzo delle [3] si ottiene:

$$v' = V_0 \left\{ \frac{1}{2}(m - d) \operatorname{sen}[(\Omega - \omega)t + \varphi_d - \varphi_m] + \operatorname{sen} \Omega t + \frac{1}{2}(m + d) \operatorname{sen}[(\Omega + \omega)t + \varphi_d + \varphi_m] \right\}$$

la quale definisce il valore istantaneo dell'oscillazione deformata in funzione di m e dei parametri di dissimetria d e φ_d.

Nella nota rappresentazione con vettori rotanti la figura di modulazione corrispondente alla [4] risulta un'ellisse in cui, posto $V_0 = 1$, m e d sono rispettivamente i semiassi maggiore e minore e ψ_d è l'angolo tra il semiasse maggiore e il vettore rappresentativo dell'onda portante (si veda la figura 4 che si riferisce al caso in cui $m = 0,5$, $d = 0,25$, $\varphi_d = 50°$). φ_m è invece l'angolo tra i vettori rappresentativi delle onde laterali e la loro bisettrice nell'istante iniziale ($t = 0$). Poichè φ_m non influisce sulla forma dell'inviluppo, nello studio di quest'ultimo e limitatamente al caso presente, che contempla una funzione di modulazione originariamente sinoidale (comprendente cioè una sola frequenza), esso può essere eliminato immaginando che l'origine dei tempi sia spostata di φ_m/ω.

FIG. 4. - Rappresentazione con vettori rotanti di una onda portante con due onde laterali asimmetriche. La figura di modulazione è un'ellisse con semiassi proporzionali a m e a d e con inclinazione dell'asse maggiore pari a φ_d. Il modulo $V(t)$ del vettore risultante identifica l'ampiezza istantanea dell'inviluppo.

Per $d = 0$ e $\varphi_d = 0$ si ha pura modulazione di ampiezza e l'ellisse degenera in un segmento giacente sulla retta che contiene il vettore della portante. Per $d = \pm m$ scompare una delle due onde laterali e l'ellisse diviene un cerchio di raggio m.

L'inviluppo di modulazione può calcolarsi ponendo la [4] sotto la forma:

$$[5]\qquad v' = V(t) \operatorname{sen}[\Omega t + \varphi(t)]$$

in cui $V(t)$ rappresenta l'ampiezza instantanea dell'inviluppo e $\varphi(t)$ la fase istantanea dell'oscillazione risultante, com'è chiaramente indicato in figura 4.

Ponendo, per quanto si è detto, $\varphi_m = 0$ il calcolo della $V(t)$ relativa alla [4] fornisce:

$$[6]\qquad V(t)/V_0 = \sqrt{1 + m^2 \cos^2 \omega t + d^2 \operatorname{sen}^2 \omega t + 2m \cos\varphi_d \cdot \cos\omega t - 2d \operatorname{sen}\varphi_d \cdot \operatorname{sen}\omega t}$$

Sviluppando in serie il radicale e ordinando, si perviene a un'espressione del tipo:

$$[7]\qquad V(t)/V_0 = K_0 + K_1 \operatorname{sen}(\omega t + \varphi_1) + K_2 \operatorname{sen}(2\omega t + \varphi_2) + K_3 \operatorname{sen}(3\omega t + \varphi_3) + \dots$$

in cui i coefficienti $K_0, K_1, K_2\dots$ e gli angoli $\varphi_1, \varphi_2,\dots$ sono funzioni di m, d e φ_d e definiscono rispettivamente lo spettro di frequenze e quello di fase dell'inviluppo dell'oscillazione; dato che quest'ultimo per ipotesi era originariamente sinoidale, la distorsione D, derivante dalle dissimetrie d e φ_d che si suppongono intervenute successivamente, può essere determinata con la solita relazione:

$$[8]\qquad D = \frac{\sqrt{K_2^2 + K_3^2 + K_4^2 + \dots}}{K_1} \cdot 100\,\% \qquad [15]$$

FIG. 5. - *Sopra*: distorsione armonica percentuale dell'inviluppo di un'onda portante con due onde laterali, in funzione della dissimetria di ampiezza d e di fase φ_d delle medesime, per tre valori della profondità di modulazione m.
Sotto: corrispondenti ampiezze efficaci relative della componente alternativa dell'inviluppo (rapporto tra l'ampiezza corrispondente a diversi valori di d e di φ_d e quella relativa a $\varphi_d = 0$ e $d = 0$). In tutte le curve è stato scelto come parametro l'angolo φ_d.

---

[14] G. COCCI: *Deformazione della modulazione di ampiezza in catene di circuiti risonanti.* « Alta Frequenza », II, 1933, p. 651.

[15] Nella letteratura tecnica (specialmente in quella americana) la distorsione percentuale è normalmente definita da *100 volte il rapporto tra il valore efficace dello spettro di distorsione e il valore efficace dell'oscillazione fondamentale.* Questa definizione è quella da noi adottata perchè è la più semplice e diffusa.

Taluni autori invece, usano in luogo del valore efficace dell'oscillazione fondamentale, quello dello spettro complessivo dell'oscillazione considerata. In base a questa seconda definizione in luogo della [8] si dovrebbe scrivere:

$$D' = \frac{\sqrt{K_2^2 + K_3^2 + K_4^2 + \dots}}{\sqrt{K_1^2 + K_2^2 + K_3^2 + \dots}} \cdot 100\,\%.$$

mentre l'ampiezza efficace V_{eff} della componente alternativa dell'inviluppo risulta infine:

$$V_{eff} = V_0 \sqrt{(K_1^2 + K_2^2 + K_3^2 + \dots)/2} \,. \quad [9]$$

Anzichè riportare le formule per il calcolo dei coefficenti K che, per la loro complessità, non consentono un'immediata interpretazione, preferiamo condensare in alcuni diagrammi i risultati a cui si perviene assumendo per d e φ_d valori rispettivamente variabili tra 0 ed m e fra 0° e 90°. I grafici sono stati tracciati per tre valori particolari di m: $m = 0,3$, $m = 0,5$ ed $m = 0,7$. Ciò permette di porre in evidenza l'influenza dei termini di dissimetria d e φ_d sull'entità delle deformazioni (16). Da tali diagrammi, riportati in figura 5, si rileva che:

1) la distorsione di non linearità e l'ampiezza efficace della componente alternativa dell'inviluppo tendono, per d tendente ad m, a divenire indipendenti da φ_d per assumere un valore che corrisponde all'annullamento di una delle due onde laterali;
2) per valori di $\varphi_d < 45° \div 50°$ la distorsione di non linearità aumenta con l'aumentare della dissimetria di ampiezza; per valori di φ_d superiori a tale limite si verifica il contrario e per d molto piccolo e φ_d prossimo a 90° la distorsione diviene ingentissima (superiore al 100 %);
3) la distorsione di non linearità aumenta, in ogni caso, con l'aumentare di m;
4) l'ampiezza della componente alternativa dell'inviluppo si riduce fortemente per elevati valori di φ_d e piccoli valori di d; per $\varphi_d = 0$ è invece quasi indipendente da d;
5) per profondità di modulazione comprese fra 0,3 e 0,7 effetti sensibili, nei confronti della fedeltà, si verificano per $d/m > 0,3 \div 0,5$ e per $\varphi_d > 15° \div 30°$. Gli effetti più gravi sono originati dalla dissimetria di fase φ_d.

Dato che nella radioricezione d e φ_d possono assumere, per effetto dell'evanescenza selettiva, qualsiasi valore, appare chiaro che le distorsioni dell'inviluppo possono raggiungere entità notevolissime; anche queste vengono però superate quando, per affievolimento selettivo dell'onda portante, m oltrepassa l'unità. Il caso non è stato trattato per le complicazioni analitiche che comporta.

Appare comunque chiaro che le distorsioni derivanti dalla dissimetria di ampiezza d diminuiscono rapidamente

FIG. 6. - Rapporto fra le distorsioni di non linearità calcolate in base alle due definizioni in uso.

col diminuire di m, mentre quelle causate dalla dissimetria di fase φ_d diminuiscono in misura assai minore. Ciò però non significa che la riduzione di m non porti a sensibili vantaggi; invero quando φ_d è prossimo a 90° e d è prossimo a zero, l'ampiezza dell'inviluppo diviene essa pure piccolissima e tende a zero col diminuire di m. La distorsione permane elevata perchè l'inviluppo residuo è costituito quasi esclusivamente di armoniche. Nel caso dell'evanescenza selettiva le condizioni $\varphi_d \cong 90°$ e $d \cong 0$ si verificano simultaneamente in una zona di solito molto ristretta della gamma di modulazione del segnale in arrivo; se m è piccolo l'ampiezza delle corrispondenti frequenze diviene praticamente nulla in confronto a quella delle frequenze rimanenti; anche le componenti di distorsione divengono perciò inapprezzabili nonostante il valore percentualmente elevato. Ne consegue che in tal caso l'effetto dell'evanescenza selettiva si ridurrebbe ad affievolimenti temporanei delle componenti di modulazione per le quali è contemporaneamente $\varphi_d \cong 90°$ e $d \cong 0$. Le altre componenti, per le quali la duplice condizione non è soddisfatta, risulterebbero parzialmente attenuate senza però distorsione di non linearità apprezzabile. Le fluttuazioni selettive dell'ampiezza che permarrebbero anche dopo la diminuzione di m potrebbero infine essere efficacemente attenuate ricorrendo a sistemi di ricezione del tipo descritto nel testo (sistemi a «diversità» e M.U.S.A.).

I valori di distorsione riportati nei diagrammi di figura 5 si riferiscono al semplice caso di una funzione modulante originariamente sinoidale.

Quando, come in genere si verifica, la funzione modulante è complessa la distorsione oggettiva aumenta e si formano, in grande numero, anche *toni di combinazione*: sull'importanza soggettiva di questi ultimi, agli effetti della fedeltà della riproduzione, si è già ampiamente discusso in una precedente trattazione (17).

È facile dimostrare che tra i valori di distorsione D e D', corrispondenti alle due definizioni suddette, intercorre la relazione:

$$D/D' = 1/\sqrt{1 - D'^2} = \sqrt{1 + D^2} \,.$$

Come appare chiaramente dalla figura 6, in cui è rappresentato l'andamento del rapporto D/D' in funzione di D', le distorsioni calcolate in base alle due definizioni praticamente coincidono quando sono inferiori al 20 % e divergono rapidamente se superiori a tale limite; in particolare per $D' = 100$ % si ha $D = \infty$. Per eliminare ad un tempo la possibilità di equivoci e la necessità di citare la definizione adottata, sarebbe opportuno procedere, in sede nazionale e possibilmente, internazionale, alla soppressione di una di esse.

(16) Lo sviluppo in serie del secondo membro della [6] riportato nella trattazione citata in [14] è stato limitato ai termini di quarto grado; l'errore di qualche percento che ne deriva può considerarsi trascurabile ai fini della presente analisi.

(17) G. ZANARINI: *La fedeltà nella riproduzione elettroacustica dei suoni.* «Elettronica», II, 1947, p. 134.

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO II - N. 10
Marzo 1948

1. - Ronzio di accensione negli stadi a B.F.

La tensione alternata di accensione del filamento delle valvole produce, per effetto di accoppiamenti di vario genere tra il filamento stesso e gli altri elettrodi, un segnale a bassa frequenza nel circuito anodico, che prende il nome di *ronzio*. Esso non dà luogo solitamente a disturbi udibili, quando si produce negli stadi a radio frequenza od a frequenza intermedia. Invece il ronzio prodotto negli stadi a bassa frequenza si trasferisce in uscita e determina nell'altoparlante un suono continuo, di frequenza uguale a quella della rete di alimentazione, simile appunto al ronzio di una mosca o di una zanzara. Il disturbo è particolarmente fastidioso nei ricevitori di alta qualità e negli impianti sonori aventi alta amplificazione (impianti per cinematografi o impianti di sale da conferenze, chiese, auditori e così via).

I mezzi per ridurre il ronzio sono di diversa natura, non tutti ugualmente efficaci e non tutti applicabili in ogni caso. Ne passeremo in rassegna i principali.

Il più efficace, anzi quello che elimina senz'altro totalmente il ronzio, è evidentemente quello di accendere con corrente continua le valvole degli stadi a bassa frequenza. Tale corrente può essere ottenuta da una batteria di accumulatori o da un raddrizzatore, purchè in quest'ultimo caso sia ben filtrato. Evidentemente questo mezzo è in generale troppo dispendioso e pertanto consigliabile soltanto se si tratta di un impianto di diffusione in cui si ha già a disposizione una distribuzione di corrente continua.

Un altro mezzo consigliabile nel caso di grandi impianti è quello di usare negli stadi a bassa frequenza valvole speciali a basso ronzio, quali sono ad esempio le 1603, che sono pentodi amplificatori simili alle 77, caratterizzate appunto da basso ronzio oltre che da bassa microfonicità. Esse sono realizzate con isolamento particolarmente curato tra il filamento e il catodo e con struttura elettrodica molto robusta.

Ma esistono anche altri mezzi più semplici, alla portata di ogni riparatore, che non richiedono la sostituzione delle valvole o della tensione di alimentazione. Il più semplice è quello di osservare la polarizzazione delle valvole e, nel caso in cui essa sia automatica, di verificare se in parallelo al resistore catodico di polarizzazione sia collegato un condensatore di capacità sufficiente; aumentando questa capacità si ottiene, se essa inizialmente non era abbastanza grande, una diminuzione del ronzio.

Se poi non si può o non si ritiene conveniente aumentare la capacità del condensatore catodico, si può ottenere una notevole riduzione del ronzio anche sostituendo,

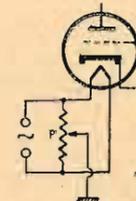



FIG. 1. - Sistemazione del potenziometro P per la ricerca del minimo ronzio.

quando sia possibile, la polarizzazione automatica con una polarizzazione fissa.

Qualora i mezzi precedentemente esposti non siano efficaci oppure portino ad una riduzione di ronzio che sia giudicata insufficiente, si può ancora procedere a spostare il punto comune tra il circuito di accensione e il catodo fino a trovare la posizione più favorevole che dà luogo ad un minimo di ronzio: questo minimo è in generale così basso da rendere il disturbo trascurabile per le comuni applicazioni. La condizione cercata si raggiunge facilmente quando il catodo è collegato a massa attraverso il polarizzatore catodico o direttamente; in tal caso basta collegare in parallelo al filamento di ogni valvola un potenziometro P (fig. 1) con il cursore collegato a massa; allora semplicemente spostando il cursore si ricerca il punto che dà il minimo ronzio.

2. - 6SK7 GT - 6SQ7 GT - 12SK7 GT - 12SQ7 GT.

Nel bollettino n. 8, paragrafo 2, sono state date, tra l'altro, le dimensioni di ingombro delle valvole 6SQ7 GT e 12SQ7 GT che risultavano uguali a quelle delle valvole GT senza cappuccio.

Allo scopo di perfezionare la costruzione e rendere le valvole perfettamente sostituibili con le corrispondenti americane, la FIVRE ha in seguito provveduto a sostituire il normale zoccolo GT con quello a pastiglia e ghiera metallica. Gli inconvenienti presentati da quest'ultimo e

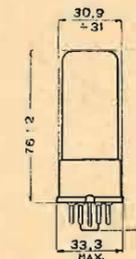



FIG. 2. - Dimensioni di ingombro delle valvole.

segnalati nel bollettino n. 2, sono stati eliminati facendo la ghiera in ottone nichelato anzichè in alluminio. Con ciò la ghiera metallica, che facilita e rende meno costosa la schermatura della valvola permettendo l'eliminazione del porta schermo, ha potuto essere collegata in modo assolutamente sicuro al piedino 1. Questo dunque, nell'usare la valvola, dovrà essere collegato a massa.

Pertanto le dimensioni di ingombro delle 6SK7 GT e 12SK7 GT omesse dal bollettino n. 9, e quelle delle 6SQ7 GT e 12SQ7 GT, sono date in figura 2, e annullano tutte le altre pubblicate in precedenza.

3. - Amplificatori a resistenza.

Non trattiamo questo argomento dal lato tecnico perchè, al riguardo, libri e riviste si sono occupati ampiamente del problema, ma diamo ai nostri lettori i dati costruttivi di questi amplificatori, sicuri che saranno bene accolti.

Considerazioni generali.

SIMBOLI E ABBREVIAZIONI.

V_b = Tensione dell'alimentatore anodico.
V_i = Tensione di ingresso.
V_u = Tensione di uscita.
A = Amplificazione, $= \frac{V_u}{V_i}$ per $V_u = 5$ $V_{eff.}$
R_a = Resistenza anodica.
R_s = Resistenza di schermo.
R_g = Resistenza di griglia (dello stadio seguente).
R_c = Resistenza catodica.
C = Condensatore di blocco.
C_s = Condensatore di livellamento dello schermo.
C_c = Condensatore catodico.
f_1 = Frequenza inferiore di taglio.
f_2 = Frequenza superiore di taglio.

CARATTERISTICA DI FREQUENZA.

La caratteristica di frequenza dà il variare dell'amplificazione al variare della frequenza. L'andamento è rappresentato in fig. 3, in cui:

f_1 = frequenza inferiore di taglio è quel valore in cui l'amplificazione, al diminuire della frequenza, cade al disotto di $0{,}8A_0$ per i triodi, $0{,}7A_0$ per i pentodi e $0{,}9A_0$ per i doppi triodi. Dipende dalle costanti di tempo dei filtri $R_c \cdot C_c$ e $R_g \cdot C$.

f_2 = frequenza superiore di taglio, è quel valore in cui la diminuzione di amplificazione, al crescere della frequenza, comincia a diventare sensibile. Questo valore dipende da quello delle capacità interelettrodiche e da quello della resistenza anodica (R_a), che è quasi sempre inferiore alla resistenza di griglia (R_g).

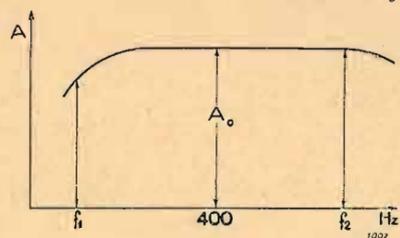



FIG. 3. - Andamento dell'amplificazione A al variare della frequenza.

TRIODI.

Lo schema del circuito elettrico è rappresentato in fig. 4. Per i triodi ordinari, con i valori raccolti nelle tabelle che seguono, il valore di f_2 è sempre esterno al campo acustico.

I valori delle capacità messi nelle tabelle corrispondono ad una frequenza inferiore di taglio di 100 Hz; se si vuole realizzare un amplificatore avente una frequenza inferiore di taglio diversa, si devono moltiplicare tutti i valori delle capacità per $100/f_1$.

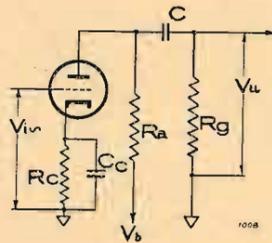



FIG. 4. - Stadio di un amplificatore a R e C impiegante un triodo.

TABELLA 1. - Valvole 2A6 - 6B6 G - 6B6 GT - 6SQ7 GT - 12SQ7 GT - 75.

V_b V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_c kΩ	C_c μF	C mμF	V_u $V_{eff.}$	A V/V
90	0,1	0,1	6,3	2,2	20	3	23(a)
		0,25	6,6	1,7	10	5	29(b)
		0,5	6,7	1,7	6	6	31(c)
	0,25	0,25	10	1,24	10	5	34(b)
		0,5	11	1,07	6	7	40(c)
		1,0	11,5	0,9	3	10	40
	0,5	0,5	16,2	0,75	5	7	39
		1,0	16,6	0,7	3	10	44
		2,0	17,4	0,65	1,5	13	48
180	0,1	0,1	2,6	3,3	25	16	29
		0,25	2,9	2,9	15	22	36
		0,5	3	2,7	7	23	37
	0,25	0,25	4,3	2,1	15	21	43
		0,5	4,8	1,8	7	28	50
		1,0	5,3	1,5	4	33	53
	0,5	0,5	7	1,3	7	25	52
		1,0	8	1,1	4	33	57
		2,0	8,8	0,9	2	38	58
300	0,1	0,1	1,9	4,0	30	31	31
		0,25	2,2	3,5	15	41	39
		0,5	2,3	3,0	7	45	42
	0,25	0,25	3,3	2,7	15	42	48
		0,5	3,9	2,0	7	51	53
		1,0	4,2	1,8	4	60	56
	0,5	0,5	5,3	1,6	7	47	58
		1,0	6,1	1,3	4	62	60
		2,0	7	1,2	2	67	63

(a) a 2 volt efficaci di uscita.
(b) a 3 volt efficaci di uscita.
(c) a 4 volt efficaci di uscita.

TABELLA 2. - Valvole 6C5 - 6C6 (triodo) - 6J7 G e 6J7 GT (triodo) - 12J7 GT (triodo) 57 (triodo).

V_b V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_c kΩ	C_c μF	C mμF	V_u $V_{eff.}$	A V/V
90	0,05	0,05	2,8	2,0	50	14	9
		0,1	3,4	1,62	25	17	9
		0,25	3,8	1,3	10	20	10
	0,1	0,1	4,8	1,12	25	16	10
		0,25	6,4	0,84	10	22	11
		0,5	7,5	0,66	5	23	12
	0,25	0,25	11,4	0,52	10	18	12
		0,5	14,5	0,4	6	23	12
		1,0	17,3	0,33	4	26	13
180	0,05	0,05	2,2	2,2	55	34	10
		0,1	2,7	2,1	30	45	11
		0,25	3,1	1,85	15	54	11
	0,1	0,1	3,9	1,7	35	41	12
		0,25	5,3	1,25	15	54	12
		0,5	6,2	1,2	8	55	13
	0,25	0,25	9,5	0,74	15	44	13
		0,5	12,3	0,55	8	52	13
		1,0	14,7	0,47	4	59	13
300	0,05	0,05	2,1	3,16	75	57	11
		0,1	2,6	2,3	40	70	11
		0,25	3,1	2,2	15	83	12
	0,1	0,1	3,8	1,7	35	65	12
		0,25	5,3	1,3	15	84	13
		0,5	6	1,17	8	88	13
	0,25	0,25	9,6	0,9	15	73	13
		0,5	12,3	0,59	8	85	14
		1,0	14	0,37	3	97	14

TABELLA 3. - Valvole 6Q7G - 6Q7 GT - 6SL7 GT - 12Q7 GT.

V_b V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_c kΩ	C_c μF	C mμF	V_u $V_{eff.}$	A V/V
90	0,1	0,1	4,2	2,5	25	5,4	22(a)
		0,22	4,6	2,2	14	7,5	27(a)
		0,47	4,8	2,0	6,5	9,1	30(a)
	0,22	0,22	7	1,5	13	7,3	30(a)
		0,47	7,8	1,3	7	10	34(b)
		1,0	8,1	1,1	3,5	12	37(c)
	0,47	0,47	12	0,83	6	10	36(b)
		1,0	14	0,7	3,5	14	39(c)
		2,2	15	0,6	2	16	41(c)
180	0,1	0,1	1,9	3,6	27	19	30(c)
		0,22	2,2	3,1	14	25	35
		0,47	2,5	2,8	6,5	32	37
	0,22	0,22	3,4	2,2	14	24	38
		0,47	4,1	1,7	6,5	34	42
		1,0	4,6	1,5	3,5	38	44
	0,47	0,47	6,6	1,1	6,5	29	44
		1,0	8,1	0,9	3,5	38	46
		2,2	9,1	0,8	2	43	47

Segue TABELLA 3.

V_b V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_c kΩ	C_c μF	C mμF	V_u $V_{eff.}$	A V/V
300	0,1	0,1	1,5	4,4	27	40	34
		0,22	1,8	3,6	14	54	38
		0,47	2,1	3,0	6,5	63	41
	0,22	0,22	2,6	2,5	13	51	42
		0,47	3,2	1,9	6,5	65	46
		0,1	3,7	1,6	3,5	77	48
	0,47	0,47	5,2	1,2	6	61	48
		1,0	6,3	1,0	3,5	74	50
		2,2	7,2	0,9	2	85	51

TABELLA 4. - Valvole 56 - 76.

V_b V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_c kΩ	C_c μF	C mμF	V_u $V_{eff.}$	A V/V
90	0,05	0,05	2,5	2,0	60	16	7,0
		0,1	3,2	1,6	30	21	7,7
		0,25	3,8	1,25	15	23	8,1
	0,1	0,1	4,5	1,05	30	19	8,1
		0,25	6,5	0,82	15	23	8,9
		0,5	7,5	0,68	7	25	9,3
	0,25	0,25	11,1	0,48	15	21	9,4
		0,5	15,1	0,36	7	24	9,7
		1,0	18,3	0,32	3,5	28	9,8
180	0,05	0,05	2,4	2,5	60	36	7,7
		0,1	3	1,9	35	48	8,2
		0,25	3,7	1,65	15	55	9,0
	0,1	0,1	4,5	1,45	35	45	9,3
		0,25	6,5	0,97	15	55	9,5
		0,5	7,6	0,8	8	57	9,8
	0,25	0,25	10,7	0,6	15	49	9,7
		0,5	14,7	0,45	7	59	10
		1,0	17,7	0,4	4,5	64	10
300	0,05	0,05	2,4	2,8	80	65	8,3
		0,1	3,1	2,2	45	80	8,9
		0,25	3,8	1,8	20	95	9,4
	0,1	0,1	4,5	1,6	40	74	9,5
		0,25	6,4	1,2	20	95	10
		0,5	7,5	0,98	9	104	10
	0,25	0,25	11,1	0,69	20	82	10
		0,5	15,2	0,5	9	96	10
		1,0	18,3	0,4	5	108	10

4. - Tecnologia dei tubi elettronici.

Nel numero 7 del nostro B.D.I. abbiamo esaminato brevemente la costruzione dei tubetti di nichel per i catodi, ed abbiamo accennato al fatto che questo semilavorato deve essere sottoposto a successive preparazioni per diventare un vero e proprio catodo, ossia un emettitore di elettroni.

Nel 1904 Wehnett scoprì una eccezionale proprietà termoemissiva da parte degli ossidi di alcuni metalli alcalino terrosi (bario, calcio, stronzio). Da allora in poi la tecnologia delle valvole termoioniche di piccola potenza si orientò sempre più verso l'uso di catodi ad ossidi di questi metalli. Non è invece possibile usare catodi ad ossidi

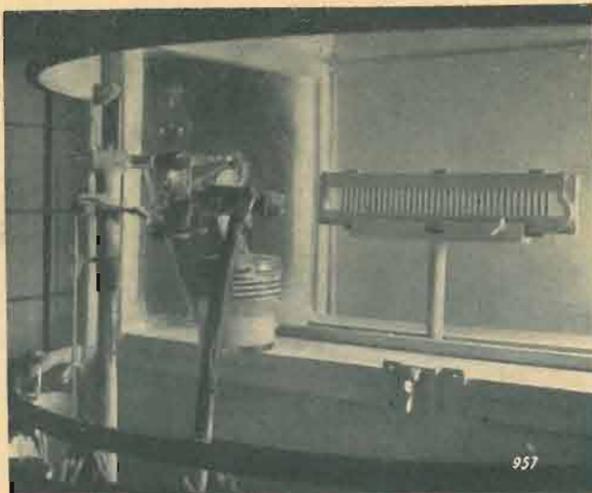



FIG. 5. - Macchina per la spruzzatura automatica dei catodi. Si noti la rastrelliera che sopporta i catodi e la pistola con il recipiente che contiene la miscela di carbonati di bario, stronzio e calcio. La pistola è montata su un supporto che ruota automaticamente in maniera da ottenere una spruzzatura uniformemente distribuita.

in valvole per elevate potenze alimentate ad alta tensione.

Nel catodo ad ossidi a riscaldamento indiretto il tubetto di nichel funge solo da supporto per lo strato di ossidi emissivi, che viene deposto su di esso.

Una miscela di carbonati di bario, stronzio e calcio, finemente suddivisi e sospesi in acetato d'amile con l'aggiunta di un legante a base di nitrocellulosa, viene spruzzata per mezzo di una pistola pneumatica, sui tubetti, i quali durante l'operazione sono sostenuti da apposita rastrelliera. Schermature regolabili sulla rastrelliera permettono di proteggere le parti che non debbono essere spruzzate. Nella figura 5 è mostrata un'apparecchiatura automatica completa per la spruzztura dei catodi. La quantità di miscela depositata viene regolata variando il numero dei passaggi della rastrelliera davanti alla pistola

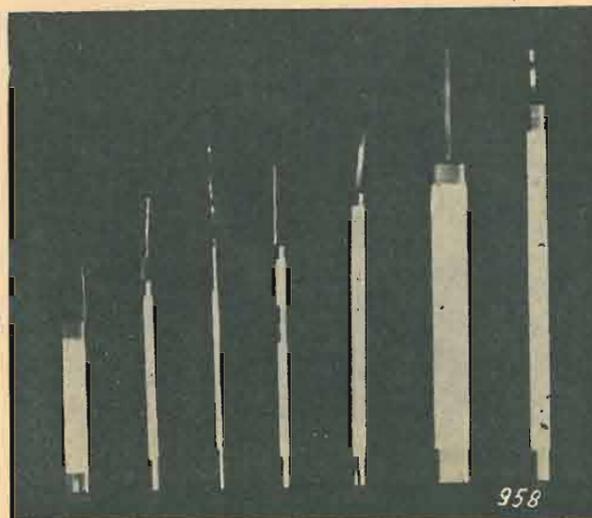



FIG. 6. - Tipi di catodi assortiti pronti per il montaggio.

pneumatica e la distanza di questa dalla rastrelliera stessa. Il peso totale di miscela deposta deve essere contenuto entro determinati limiti a seconda del tipo di valvola. La regolazione della pressione dell'aria nella pistola pneumatica permette di ottenere un deposito più o meno soffice sul catodo, variando in conseguenza le sue caratteristiche. Nella figura 6 sono mostrati vari tipi di catodi pronti per il montaggio.

Il catodo spruzzato con carbonati non è ancora pronto per funzionare. Quando la valvola è in vuotatura, dopo aver raggiunto un certo grado di vuoto, si riscalda il rivestimento del catodo mediante passaggio di corrente nel filamento che è nell'interno del tubetto. Giunti ad una conveniente temperatura i carbonati e le varie sostanze sospendenti e leganti si scindono, lasciando un deposito di ossidi dei metalli alcalino terrosi, e sviluppando anidride carbonica e vapor acqueo che vengono aspirati dalla pompa.

Particolare cura va posta nel controllo della purezza dei componenti la miscela di spruzzatura, in quanto tracce anche minime di alcune impurezze possono inquinare la miscela al punto di dare catodi con emissione nulla.

Vedremo in seguito, parlando della attivazione, a quali trattamenti fisici debbano poi, a valvola ultimata, essere sottoposti i catodi così formati, per essere in grado di fornire la massima emissione elettronica.

G. N.

5. - Manuale tascabile.

Si è iniziata la distribuzione del Manuale Tascabile delle valvole riceventi di nostra fabbricazione. Il manuale è a fogli mobili in modo che l'aggiornamento, con l'aggiunta dei nuovi foglietti e la sostituzione dei vecchi, possa essere fatto facilmente.

Per ogni tipo di valvola nel manuale si trovano: l'uso per cui la valvola è stata progettata, le dimensioni di ingombro, lo schema dei collegamenti allo zoccolo, tutte le caratteristiche elettriche, le condizioni normali di impiego e numerose curve caratteristiche le cui dimensioni possono essere rilevate da uno qualsiasi dei nostri bollettini fin qui pubblicati eccezion fatta per i numeri 2 e 5.

Questa pubblicazione di 131 foglietti contenuti in una elegante copertina costa lire 1000. L'abbonamento agli aggiornamenti per il corrente anno è stato fissato in lire 300.

6. - Informazioni tecniche FIVRE.

È uscita l'« Informazione Tecnica », n. 11, dedicata alla « Serie S » nella quale vengono trattati i seguenti argomenti:

1° Unificazione delle valvole riceventi.

2° Vantaggi generici derivanti dall'eliminazione del cappuccio.

3° Criteri costruttivi adottati per le valvole della serie « S ».

4° Dati di funzionamento e curve caratteristiche delle seguenti valvole: 6SA7 GT 6SK7 GT e le corrispondenti a 12,6 volt, 6SL7 GT.

Per tutto quanto sopra indirizzare la corrispondenza a F.I.V.R.E. Ufficio Pubblicazioni Tecniche, via F. Filzi, 1 - Pavia.

Ufficio Pubblicazioni Tecniche
FIVRE - PAVIA

LE CONFERENZE RADIO INTERNAZIONALI DI ATLANTIC CITY (*)

Siamo lieti di poter offrire ai Lettori di "Elettronica" la seguente relazione sulle conferenze di Atlantic City compilata dal Generale Sacco che ha partecipato con la delegazione italiana a tali Conferenze.

Gener. Prof. LUIGI SACCO

SOMMARIO. Si riferisce sugli scopi e sui risultati delle recenti Conferenze Radio Internazionali di Atlantic City, con speciale riguardo a quella delle Radiocomunicazioni, e si illustrano brevemente gli studi sulla propagazione ionosferica delle onde elettromagnetiche, presentati alle Conferenze stesse.

A) LE TRE CONFERENZE DI ATLANTIC CITY.

1. Carattere delle tre conferenze.

Tra il 15 maggio ed il 2 ottobre 1947 si sono svolte ad Atlantic City N. J., tre conferenze internazionali e cioè: 1° La *Conferenza delle Radiocomunicazioni*, in sostituzione di quella che avrebbe dovuto avere luogo a Roma nel 1942, come era stato deciso nella precedente Conferenza del Cairo nel 1938; 2° La *Conferenza delle Telecomunicazioni*, detta anche dei plenipotenziari, che aveva per scopo la revisione della Convenzione delle Telecomunicazioni di Madrid (1932); 3° La *Conferenza delle Radiodiffusioni ad onde corte* che si riuniva per la prima volta.

La prima Conferenza, delle Radiocomunicazioni, aveva per scopo di aggiornare il regolamento delle Radiocomunicazioni del Cairo, per tenere conto dello sviluppo preso dalle telecomunicazioni e dai nuovi mezzi introdotti durante la recente guerra.

La seconda Conferenza può considerarsi come l'assemblea plenaria dell'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (U.I.T.), che comprende 78 Stati ed ha sede a Berna, ma sarà prossimamente trasferita a Ginevra. Essa riguarda tutte le Telecomunicazioni internazionali sia per radio sia per filo, telefoniche o telegrafiche, e tratta di tutte le questioni giuridiche, amministrative e generali sulle quali si debbono impegnare i vari governi, membri della Unione suddetta, mediante una apposita convenzione.

La terza Conferenza è sorta dalla opportunità di disciplinare le radiodiffusioni ad onde corte che, per la loro portata internazionale e per il carattere politico-culturale del loro contenuto, sono considerate come uno strumento di penetrazione intellettuale e di propaganda particolarmente delicato ed importante.

2. Decisioni generali.

Per quanto riguarda la distribuzione delle frequenze ai vari Stati, è sembrato necessario modificare radicalmente le norme in vigore, in verità eccessivamente vaghe. La sola norma limitante la possibilità di reciproci disturbi era infatti contenuta in un paragrafo del Regolamento facente obbligo, alle Amministrazioni desiderose di impiegare una data frequenza, di rispettare la ripartizione internazionale delle frequenze fra i vari servizi e di non disturbare le altre stazioni di cui la frequenza fosse stata precedentemente impiegata e notificata alla U.I.T. di Berna. A questa semplice norma, troppo favorevole al primo occupante, si è tentato di sostituire l'opera di un apposito Comitato Internazionale che curasse una distribuzione equa delle frequenze rispettando le vitali necessità di ciascun membro dell'Unione. La costituzione ed il funzionamento di un tale Comitato hanno formato l'oggetto di lunghe ed accanite discussioni, dalle quali è sorta una soluzione che si spera possa dare risultati soddisfacenti. Essa considera due Comitati: uno, detto *Comitato provvisorio delle frequenze*, ha per scopo di raccogliere le richieste delle frequenze da assegnare ai circuiti dei vari Stati, di esaminarle nel loro insieme, di tentare una prima soluzione eliminando, d'accordo con gli Stati interessati, le richieste meno giustificate, proponendo opportuni spostamenti di frequenze, ecc., in modo da giungere, possibilmente entro il 3 marzo 1949, ad abbozzare una prima lista delle frequenze che possa essere definitivamente accettata in una prossima conferenza da convocare per quella data; col 1° settembre dello stesso anno 1949 si spererebbe così di mettere in vigore la nuova lista, accettata da tutti i membri della U.I.T.

A questo punto entrerà in funzione un 2° *Comitato*, detto *della Registrazione delle frequenze*, una specie di ufficio di Registro Internazionale delle frequenze, con l'incarico di sorvegliare l'attuazione del piano concordato, di suggerire le eventuali modificazioni ed i miglioramenti, allo scopo di rendere per quanto possibile intenso e regolare lo sfruttamento dello spettro delle frequenze disponibili. Sono senz'altro soggette a questa procedura le frequenze destinate ai servizi fissi e quelle assegnate alle stazioni non mobili dei servizi mobili. Le frequenze delle stazioni mobili e quelle della radiodiffusione saranno invece sottoposte, nella prima fase, a conferenze speciali (radiomarittime, radioaeronautiche, di radiodiffusione ad onde medie e lunghe, di radiodiffusione ad onde corte) che dovranno compilare la prima lista di frequenze per i rispettivi servizi.

Per facilitare il compito dei suddetti comitati è stato stabilito: *a*) che le richieste dei vari Stati siano fatte per « circuiti », cioè per singoli collegamenti, e non già per stazioni come in precedenza; *b*) che siano ammesse varie frequenze per ciascun circuito, quando trattasi di onde corte (implicanti la propagazione ionosferica) da usare nelle varie epoche e cioè secondo le ore del giorno, la stagione dell'anno, il ciclo delle macchie solari; *c*) che siano specificate le ore di utilizzazione, in modo da poter assegnare « frequenze-ore » anzichè semplici frequenze.

Le Conferenze di Atlantic City hanno dunque solo preparato la sistemazione definitiva, che richiederà ancora una non indifferente somma di lavoro, facilitata indubbiamente da quella ingente smaltita ad Atlantic City. Si sono infatti là gettate le basi e fissate le direttive di lavoro mediante la compilazione, durata oltre quattro mesi, del

(*) Pervenuto in due diverse stesure il 27-XII-1947 e il 3-I 1948. Stesura combinata dalla Redazione il 15-III-1948.

capitolo III del Regolamento Generale, che comprende la attribuzione di tutte le frequenze tra 10 kHz (onde di 30 km) e 10 500 MHz (onde di 28,5 mm) ai vari servizi internazionali, estendendo di oltre 50 volte la precedente attribuzione, che si arrestava a 200 MHz (onde di m 1,50); si sono inoltre rivedute ed estese le definizioni dei vari servizi, delle rispettive stazioni, delle caratteristiche delle emissioni e delle stazioni; si sono rivedute le tolleranze ammesse negli scarti dalle frequenze assegnate; le larghezze delle bande di frequenza necessarie alle varie emissioni; si sono rivedute le denominazioni delle emissioni, estendendo le vecchie denominazioni (A1, A2, A3, A4, A5, B) con l'aggiungervi il tipo della modulazione (di ampiezza, di frequenza, ad impulso), le indicazioni particolari per le emissioni più complesse, nonchè la larghezza della banda occupata.

3. Distribuzione delle frequenze ai vari servizi.

Per quanto riguarda la distribuzione delle frequenze ai vari servizi, si rileva che i servizi maggiormente favoriti sono quelli aeronautico e di radiodiffusione. Il fatto inoltre che nella gamma da 200 a 10 500 MHz si sono assegnate varie bande alla radionavigazione, sia marittima che aeronautica, ha conferito un carattere internazionale a tutta la gamma stessa, mentre, per la limitata portata di queste onde, si poteva ritenere che esse avessero una importanza esclusivamente nazionale. Se si vogliono infatti evitare reciproche interferenze tra le stazioni territoriali e quelle dell'aeronautica internazionale che sorvolano i territori nazionali, diventa necessario escludere dalle gamme aeronautiche tutti i servizi interni, come ponti radio, servizi mobili terrestri (polizia, ferrovie, lavori pubblici, ecc.) radiodiffusione. Una disciplina interna si rende così indispensabile, ma sembra che essa non si presenti pel momento troppo dura per il fatto che molti megahertz sono disponibili per soddisfare i vari servizi. Dei 10 300 MHz nuovi attribuiti, 5500 sono destinati ai servizi fissi e mobili compresi quelli territoriali ed i ponti radio; 3300 circa alla radionavigazione, in prevalenza aeronautica; 1000 circa sono pei radiodilettanti e 500 soli alla radiodiffusione che meno si presta per queste onde; la radiodiffusione ha avuto per contro (in Europa) nuove bande nelle onde ultracorte, tra 41 e 68, nonchè tra 87,5 e 100 MHz.

Un'ultima novità è l'attribuzione di frequenze pressochè esclusive agli apparati medicali, scientifici e industriali, suscettibili di disturbare le radiocomunicazioni: ad essi sono destinate strettissime bande intorno a 13,56; 27,12; 40,68 MHz (onde di 22,2; 11; 7,40 m circa). In America ed in qualche altra regione le frequenze di 915, 2450 e 5850 sono destinate all'uso, già in parte attuato, di speciali forni elettronici che cuociono gli alimenti in modo più rapido e più completo dei normali forni elettrici e a gas.

B) DATI SULLA PROPAGAZIONE DELLE RADIO ONDE.

4. Distribuzione e utilizzazione del lavoro scientifico.

Dal punto di vista scientifico sono state interessantissime le direttive impartite ai due Comitati sopra citati, per risolvere due importanti questioni attinenti l'assegnazione delle frequenze e cioè: 1° verificare se ciascuna frequenza è adatta al circuito cui è destinata, nell'epoca in cui essa deve lavorare; 2° verifica della possibilità di usare ciascuna frequenza in due o più circuiti, più o meno tra loro distanti, nelle stesse ore od in ore diverse.

Le direttive tecniche e scientifiche dovevano necessariamente basarsi sulla teoria e sui dati pratici della propagazione delle onde, ed infatti la loro compilazione venne affidata ad una sottocommissione presieduta dal Prof. Van der Pol, assai noto per i suoi studi nel campo della propagazione. Essa era costituita dai rappresentanti delle nazioni che hanno portato la maggior messe di dati statistici e teorici sulla propagazione (Canadà, Stati Uniti, Inghilterra, Unione Sovietica) ed utilizzava altresì i tecnici delle grandi compagnie americane e specialmente quelli del Bureau of Standards degli S.U.A., che è l'organismo senza confronti più adatto ed avanzato negli studi di cui trattasi.

Occorre ricordare che i problemi citati sono di reale interesse solo per le onde corte (decametriche), cosicchè le basi scientifiche delle loro soluzioni sono da ricercare nella teoria della propagazione di tali onde, e cioè essenzialmente nella teoria della propagazione ionosferica: sono infatti precisamente le onde corte che con le loro enormi portate sono suscettibili di essere disturbate in ogni parte del mondo. Su tale teoria vi sono molte pubblicazioni, specialmente da parte del Bureau of Standards, e non è qui il caso di trattarne diffusamente. Ci si limiterà quindi a darne un cenno generale, mostrando come si sia giunti ad inquadrare i vari casi particolari in grafici suscettibili di fornire norme sufficienti per le varie soluzioni.

5. Grafici per la scelta della frequenza di lavoro più conveniente.

Considerando un certo strato riflettente che in un dato momento ha la densità massima di N ioni per m^3, è noto che, trascurando effetti secondari di minore importanza, la condizione affinchè sullo strato avvenga la riflessione di una frequenza f (Hz) che giunge su di esso sotto l'angolo di incidenza θ, è:

$$f \cos \theta \leq 9\sqrt{N}. \quad [1]$$

Risulta da questa relazione che, se si fissano f ed N, soltanto i raggi emessi dall'antenna trasmittente che incidono sullo strato sotto un angolo maggiore di quello minimo θ_0 che soddisfa alla [1], cioè solo i raggi più radenti di quello, possono riflettersi in quel momento su quello strato. Vi è quindi in quelle condizioni un *minimo salto* consentito alle onde che si riflettono, e che corrisponde alla incidenza θ_0: infatti i raggi più radenti dànno un salto più ampio mentre quelli meno radenti non si riflettono, ma «bucano» gli strati e si disperdono, salvo a trovare condizioni di riflessione su strati superiori.

Per contro se si fissa l'ampiezza del salto desiderato, cioè la distanza tra due punti fra i quali si vuole corrispondere, e la quota H dello strato riflettente resta determinata geometricamente l'incidenza θ sullo strato, cosicchè per ogni valore di N la [1] fornisce un valore della frequenza f, oltre il quale non si ha riflessione su quello strato in quel

momento. Per un dato collegamento e per un certo strato riflettente esiste quindi, in ogni momento, una grandezza caratteristica che si potrà chiamare *Massima Frequenza Usabile* (M.F.U.); essa dipende unicamente dalle condizioni ionosferiche dello strato considerato (di solito F_2) e dalla posizione delle due stazioni corrispondenti. Tale frequenza si può calcolare coi grafici distribuiti dal Bureau of Standards con anticipo di tre mesi ([1]).

Il fatto che una frequenza maggiore non arriverebbe a destinazione *non implica però che tutte le frequenze minori arrivino*. Affinchè ciò si verifichi è necessario che la potenza della trasmissione sia sufficente per coprire l'attenuazione del segnale, determinata dalla distanza e dall'assorbimento della ionosfera.

Assume la massima importanza sotto questo punto di vista, per le comunicazioni diurne, il cosiddetto strato D (tra 50 e 100 km. dal suolo), che trovasi relativamente basso, cioè in regioni in cui vi sono ancora tracce gassose. Esso determina, per gli urti degli elettroni eccitati dalle onde sugli atomi gassosi, notevoli perdite, tanto maggiori quanto più l'onda è lunga, cioè quanto più bassa è la frequenza ([2]). Ne segue che una seconda grandezza importante è la *«minima frequenza usabile»* (m.f.u.) tra due punti determinati e con una data potenza irradiata; essa è la frequenza al di sotto della quale l'attenuazione prodotta dalla ionosfera non consente il collegamento. La minima frequenza usabile si può abbassare aumentando la potenza in modo da compensare la maggiore attenuazione.

Possiamo dunque riassumere quanto sopra dicendo che per ogni collegamento e per una certa potenza irradiata, *esistono una frequenza massima ed una frequenza minima usabili*. Esse variano con la densità ionosferica e perciò con l'ora del giorno, con la stagione e col ciclo dell'attività solare, e le variazioni sono comprese entro limiti molto ampi. Il laboratorio di propagazione del Bureau of Standards, valendosi dei dati statistici ricavati da un gran numero di collegamenti mondiali, ha potuto poi rilevare che la *«ottima frequenza usabile»* (O.F.U), quella cioè che meglio assicura il collegamento, risulta in genere essere circa l'85 % della massima.

Naturalmente la potenza da irradiare deve essere abbastanza grande perchè, calcolata con essa la minima frequenza usabile, questa risulti minore dell'onda ottima ricavata come si è detto. Dunque la M.F.U. determina il limite superiore mentre la potenza disponibile determina il limite inferiore della frequenza da usare.

La soluzione, sia pure approssimata, del 1° problema sopracitato, cioè la determinazione della frequenza ottima da usare per ogni collegamento e per ogni epoca, viene ottenuta con appositi grafici, basati sulle nozioni sopracitate. Per questo scopo il Bureau of Standards ha divisa la superfice terrestre in 20 regioni, ciascuna presentante caratteristiche abbastanza omogenee dal punto di vista della ionosfera. La metà orientale degli S.U.A. e del Canadà costituisce la 1ª regione; Spagna, Portogallo, Africa Settentrionale, Italia Centrale e Meridionale costituiscono la regione 9ª, mentre l'Italia del Nord con gli Stati a Sud del Baltico fino alla Polonia (verso Est) costituiscono la regione 8ª.

Per ognuno dei 19·20/2 = 190 circuiti che collegano due a due le 20 regioni, sono stati compilati o si compileranno grafici che dànno, per ciascuna ora del giorno (ora di Greenwich), le frequenze ottime da usare, distintamente, in estate, in inverno e negli equinozi; nei periodi di massima, di media e di minima attività solare. Un primo gruppo di 35 di tali grafici è stato distribuito ad Atlantic City, limitatamente però a 4 invece delle 9 condizioni stagionali e solari ora citate. Ad esempio il grafico per il circuito Regione 1 - Regione 9, ha per ascisse le ore di Greenwich e per ordinate le frequenze ottime; queste sono date da 4 curve relative rispettivamente: 1° alle estati di massimo di macchie; 2° alle estati di minimo di macchie; 3° agli inverni di massimo e 4° agli inverni di minimo di macchie. Tali grafici dovranno essere completati con altre cinque curve che riguardano le altre condizioni.

È interessante rilevare dai grafici in parola che la frequenza ottima nei periodi di alta attività solare risulta in generale all'incirca *doppia*, di quella ottima dei periodi di minima attività solare. Le curve giornaliere corrispondenti (fig. 1) SH e SL oppure WH e WL, sono infatti pressapoco parallele. Risulta inoltre che la frequenza *ottima*, nelle ore pomeridiane dell'inverno, nei periodi di massimo di macchie solari, raggiunge in molti circuiti il valore di 40 megahertz e più. Questo valore risulta precisamente nel collegamento tra l'America orientale e l'Italia centrale (fig. 1) pel quale le frequenze ottime usabili variano tra 6 e 40 megahertz. La minima frequenza di 6 megahertz è adatta alle ore notturne invernali dei periodi di minima attività solare, e la massima frequenza di 40 MHz è adatta alle ore diurne pure invernali dei periodi di massima attività solare. Poichè gli anni 1947 e 1948 sono di massima attività ne segue che nelle ore pomeridiane di questo inverno saranno ottime le massime frequenze di 30 o 40

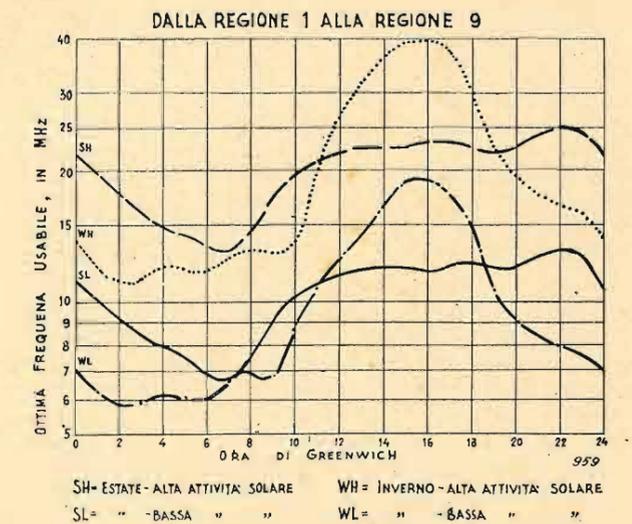



Fig. 1. - Esempio di grafico indicante la frequenza ottima da usare per un certo collegamento (precisamente fra l'Italia centrale e l'America nord-orientale) e per varie condizioni della ionosfera.

([1]) *Basic radio propagation predictions*. Prepared by Central Radio Propagation Laboratory «National Bureau of Standards», Washington. Vedere anche «Alta Frequenza», dic. 1946, pag. 218.

([2]) Di notte mancano gli strati più bassi D ed E, ed i più alti (F_1, F_2) essendo liberi o quasi di atomi gassosi, danno attenuazione trascurabile.

megahertz fra Roma e New York (lo stesso si verifica fra Roma e Tokio). Per contro, da un altro grafico risulta che nelle stesse ore pomeridiane dello stesso prossimo inverno risultano ottime le frequenze da 15 a 20 megahertz ad es. tra Milano e S. Francisco. La massima escursione delle frequenze ottime, risulta, secondo i grafici finora distribuiti, nel collegamento Manila-Ciung-ching, nel quale la frequenza ottima varierebbe tra 48 megahertz (onda di metri 6,25) verso il mezzogiorno dell'inverno in periodi di massima attività, nonchè verso le 17 nell'estate degli stessi periodi, e 3,6 megahertz (onda di metri 83,50) nelle ore notturne dell'inverno nei periodi di minima attività delle macchie solari.

Di fronte a variazioni tanto cospicue nella frequenza ottima, rimane giustificata la decisione cui è giunta la Conferenza delle Radiodiffusioni ad onde corte, di ammettere cioè, per ogni collegamento, fino a 9 differenti frequenze, corrispondenti ai 9 periodi combinati di massima, minima, media attività solare, con le tre condizioni stagionali di inverno, estate ed equinozio. Naturalmente non tutti i circuiti richiederanno effettivamente 9 frequenze diverse, ma questa possibilità dà un'idea della complessità della questione.

6. Previsione del campo prodotto da una stazione.

Per risolvere il secondo problema doveva essere compilata un'altra serie di grafici per fornire la intensità del campo dovuta ad 1 kW irradiato su una certa frequenza, da un trasmettitore situato in una determinata posizione geografica, alle varie distanze intorno al trasmettitore stesso, separatamente per ciascuno dei 9 periodi stagionali e solari, nonchè nelle varie ore del giorno. Dei 5400 grafici che si sarebbero dovuti compilare a questo scopo, si è stabilito di costruirne almeno 126 per le grandi portate e 24 per le minori, che ora esamineremo.

Per i grafici destinati a chiarire la possibilità di attribuire una stessa frequenza a due o più stazioni, lavoranti simultaneamente in varie parti del globo a distanze relativamente grandi, sarà usata la rappresentazione polare di forma circolare centrata sulla emittente, e si considereranno solo cinque differenti condizioni orarie e di latitudine, e cioè: col sole allo zenit, col sole a 45°, 90°, 135° e 180° rispetto alla verticale. Per ciascuna di queste condizioni si compileranno 12 grafici riferentesi alle sei frequenze di 3, 5, 7, 10, 15 e 25 megaherz, nei due periodi di massima e di minima attività solare. Su ciascun grafico saranno poi tracciate 7 curve equicampo, relative a 10, 3, 1, 0,3, 0,1, 0,03 e 0,01 μV/m, nonchè il punto di campo minimo. Vi sarà inoltre riportata la posizione del sole nel momento che si considera e la curva limitante le località illuminate dal sole. Per utilizzare questi 60 grafici si dovrà preparare, per la stazione emittente che si vuole considerare, *una carta geografica tracciata su un foglio trasparente in rappresentazione polare,* avente la stessa dimensione dei grafici e col centro nella località emittente; su di essa, oltre alla stazione emittente che sarà al centro, sarà riportato il punto che indica la posizione del sole nel momento che si considera. Ciò fatto si sceglierà quello dei 60 grafici che meglio si approssima alle condizioni effettive di lavoro, sia per frequenza, sia per fase di attività solare che per posizione del sole rispetto al centro: dopodichè si sovrapporrà

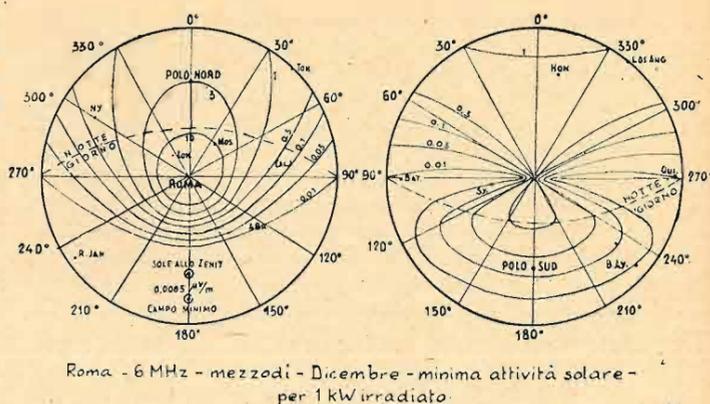



Fig. 2. - Esempio di grafico indicante la intensità di campo nei vari punti del globo dovuta ad 1 kW irradiato su una certa frequenza, da un trasmettitore situato in una determinata posizione.

la carta trasparente sul grafico scelto in modo che coincidano i due centri nonchè i due punti rappresentanti la posizione del sole: basterà poi leggere per ogni località riportata sulla carta, le linee equicampo che più si approssimano alla località desiderata, ed interpolare eventualmente tra due curve, per avere la intensità del campo in essa prodotto dalla stazione emittente. Tutto ciò nella ipotesi che la stazione irradii un kW uniformemente in tutte le direzioni (irradiazione sferica). Per ottenere il campo dovuto ad una stazione con un'antenna in mezza onda, oppure avente un'antenna direttiva di guadagno g decibel e di P kW di potenza, con un rendimento η di radiazione, si dovrà moltiplicare il campo dedotto dai grafici per il fattore:

$$[2] \qquad m = 10^{(g+2,15)/20} \cdot \sqrt{\eta P} \quad (^3).$$

Ad esempio per un posto di 50 kW con guadagno direttivo di 10 dB e rendimento 0,8 di radiazione, si dovrà moltiplicare per $10^{(10+2,15)/20} \sqrt{0,8 \cdot 50} = \sim 25$ l'intensità segnata sul grafico.

Dall'esempio della figura 2 si deduce che il minimo campo si ha ad una distanza relativamente piccola, mentre agli antipodi, con un kW irradiato su un'onda di 50 m, giunge ancora il campo 0,3 μV/m. La figura riguarda una stazione situata in Roma, e funzionante a mezzogiorno, nel dicembre di un periodo di minima attività solare.

7. Possibilità di usare la stessa frequenza da due o più stazioni.

I grafici di cui sopra permettono dunque di *prevedere* il campo che si produce su tutta la superfice terrestre, quando si conosca il diagramma di direttività dell'antenna emittente. È quindi possibile calcolare, per una determinata località ricevente, sia *il campo dovuto alla stazione emittente* dalla quale essa deve ricevere, sia *il campo dovuto*

(3) L'aggiunta di 2,15 dB è dovuta all'essere le curve calcolate per la propagazione sferica, meno efficente di quella con antenna in mezza onda.

CONDIZIONI DI NOTTE (ASSORBIMENTO TRASCURABILE) PER TUTTE LE FREQUENZE DA 3 A 30 MHz A CONDIZIONE CHE LA MUF SIA > DELLA FREQUENZA USATA

961

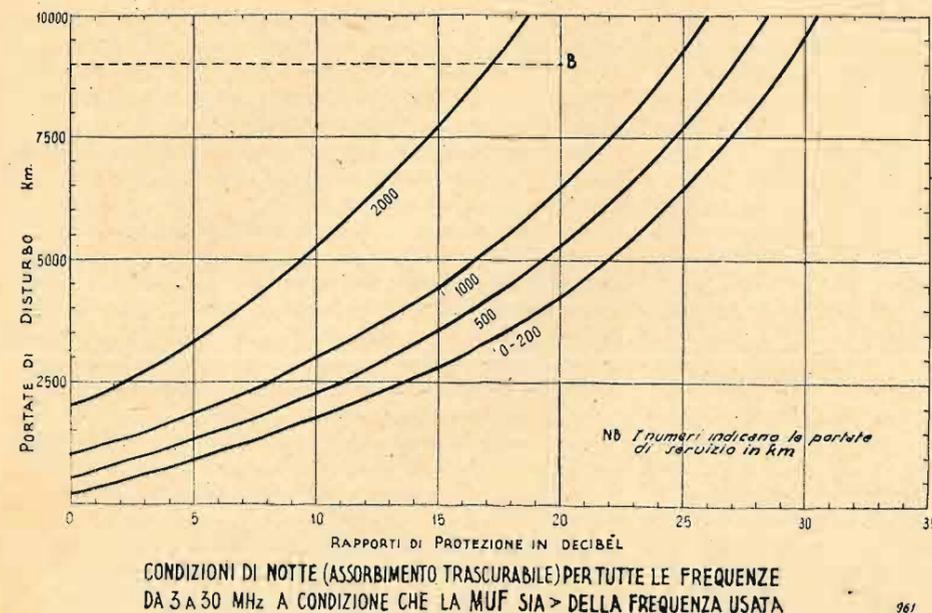



Fig. 3. - Portate di disturbo in funzione del rapporto di protezione, per emissioni notturne e per varie portate di servizio (per qualunque frequenza compresa fra 3 e 30 MHz).

ad una stazione interferente che usi la stessa frequenza, e dedurre se il rapporto tra le due intensità è sufficente per garantire un servizio non disturbato.

Per giudicare in proposito sono dati per i vari tipi di emissione i *minimi rapporti di protezione ammissibili,* cioè i minimi rapporti che debbono esistere tra il segnale desiderato e quello interferente, affinchè il primo non sia disturbato dal secondo. Essi sono: 100 (40 dB) per la radio diffusione; 20 (26 dB) per la telefonia; 5 (14 decibel) per la telegrafia celere; 2,5 (8 decibel) per la telegrafia manuale e facsimile.

Tenuto poi conto della minima intensità del campo richiesta per un servizio soddisfacente sulle varie emissioni (che si è ammesso di 40 μV/m per la radiodiffusione, di 10 μV/m per la telefonia, di 2 μV/m per la telegrafia celere, di 1 μV/m per quella manuale e facsimile), si giunge alla conclusione che il massimo campo interferente tollerabile è, per tutti i diversi servizi, di circa 0,4 μV/m, che per prudenza si riduce a 0,3 μV/m. Con questo dato riesce così possibile localizzare le regioni in cui una data stazione trasmittente, su una data frequenza, in determinate condizioni giornaliere e stagionali, deve considerarsi disturbatrice per una stazione ricevente che lavori sulla stessa frequenza. Queste regioni sono quelle in cui la stazione disturbatrice produce un campo superiore a 0,3 μV/m.

Naturalmente una maggiore intensità di disturbo può essere tollerata se la stazione ricevente usa un'antenna direttiva che implichi una riduzione di ricezione nella direzione della stazione disturbatrice oppure se la ricezione avviene su un campo più intenso del minimo ammissibile.

Allo scopo di ridurre i disturbi in regioni limitate, specialmente se montagnose, è risultato consigliabile l'uso di antenne a forte irradiamento verticale, ad esempio un fascio di dipoli orizzontali posti ad 1/8 d'onda dal suolo. Con simili antenne, e di notte, per quasi tutte le onde corte si può ritenere che una stazione cessa di disturbare ad una distanza doppia della sua portata di servizio, se si richiedono solo 10 decibel di protezione. Se ad esem-

EQUATORE, EQUINOZIO. MINIMO DI MACCHIE SOLARI. DUE ORE AVANTI IL TRAMONTO DEL SOLE. 6 MHz. A CONDIZIONE CHE SIA LA MUF > 6 MHz

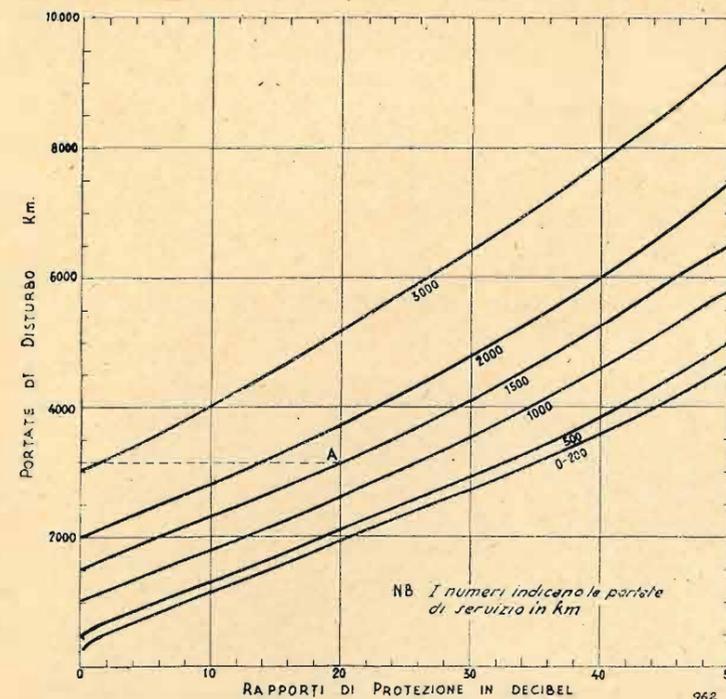



Fig. 4. - Portate di disturbo in funzione del rapporto di protezione. Emissione su 6 MHz, due ore avanti il tramonto del sole.

pio una stazione riceve da 300 km e può tollerare un segnale disturbante che sia 10 decibel al disotto del segnale utile, essa non sarà disturbata da una stazione uguale alla propria corrispondente e posta a 600 km. La distanza della disturbante dovrà salire a 5 volte la portata di servizio se si richiedono 30 decibel di protezione, ed a 6,8 volte se si richiedono 40 decibel. Questo nelle comunicazioni notturne che sono le più favorevoli ai disturbi reciproci, specie sulle onde più lunghe di 50 m. Su queste onde è naturalmente più facile proteggere le comunicazioni diurne, data la minore portata diurna di dette onde.

Per esaminare altre possibilità di ripetere una frequenza a distanze corte si è proposto di compilare 24 grafici che, considerando i periodi di minima attività solare (come i più favorevoli ai disturbi reciproci tra posti vicini), per ciascuna delle frequenze 4, 6, 10, 15, 20, 25 megahertz, contemplino 4 distinte posizioni particolari della stazione emittente rispetto al sole: e cioè: 1a) presso il punto che ha il sole allo zenith; 2a) a 30 gradi (due ore) dalla linea di demarcazione tra il giorno e la notte, l'emissione essendo diretta parallela a tale linea; 3a) nella stessa posizione, ma con l'emissione normale a tale linea; 4a) sulla linea di demarcazione notte e giorno, l'emissione essendo diretta verso il sole.

In ciascuno di questi grafici, essendo ascisse i decibel di protezione, saranno prese come ordinate le distanze di disturbo, considerando come parametri le portate di servizio. I grafici relativi alle emissioni notturne (fig. 3) valgono per tutte le frequenze della gamma corta; quelli delle altre ore del giorno (fig. 4) differiscono per ciascuna frequenza.

Risulta ad esempio dal grafico figura 4 che per la protezione di 20 decibel e portata di servizio 1500 km (punto A), la distanza di disturbo è poco più di 3000 km. In queste condizioni due stazioni emittenti uguali che distino di 4500 km potranno lavorare, con disturbo reciproco tollerabile, ciascuna con la rispettiva ricevente a 1500 km, anche se queste sono disposte internamente alla congiungente le due emittenti. Nelle stesse condizioni sulla figura 3 (punto B), cioè di notte, la distanza disturbata sale a 9000 km cioè tripla che di giorno.

La possibilità di usare una stessa frequenza alternativamente in località diverse sorge allorchè le condizioni ionosferiche sono tali da ammettere l'uso di una certa frequenza in determinati circuiti solo in ore diverse. Per mettere in evidenza questa possibilità si prevedono 66 grafici comprendenti 11 frequenze, tra 10 e 30 megahertz, in tre condizioni stagionali (giugno, dicembre, equinozio) e due di attività solare (massima e minima).

Su una carta in rappresentazione cilindrica modificata, sono tracciate le curve che limitano le zone entro le quali la ionosfera non ammette la riflessione per la frequenza considerata (fig. 5). Per utilizzare tale diagramma occorre tracciare su un foglio trasparente una linea orizzontale come equatore, una verticale come meridiano di Greenwich e i due percorsi delle onde, dei due collegamenti che si confrontano, naturalmente riportati in proiezione cilindrica alla stessa scala del diagramma. Facendo poi scorrere il trasparente sul grafico, scelto tra quelli più prossimi alle condizioni in cui si lavora ed in modo che coincidano sempre le due orizzontali che rappresentano l'equatore; si può vedere se vi sono, e quali sono, le posizioni in cui uno dei percorsi è tutto o in parte compreso nelle zone impedite, mentre non lo è il 2° percorso. In quelle ore di Greenwich (che si leggono in corrispondenza del meridiano di Greenwich del trasparente), il 1° collegamento non sarà possibile, mentre lo potrà essere il 2°; e questo lo sarà se, calcolata la sua MFU, questa risulterà maggiore della frequenza usata.

La stessa ricerca si farà per trovare le ore in cui è possibile il 1° e non il 2°. Se tali ore esistono ne nasce la possibilità di usare la stessa frequenza alternativamente nei due collegamenti, naturalmente nelle ore in cui essi sono realizzabili.

Ad esempio dalla figura 5 si ricava la possibilità, nel dicembre 1946, di tre collegamenti alternati sulla frequenza di 30 MHz. Le 6 curve E-I-W sono i limiti Nord (quelle in basso) e Sud (quelle in alto), delle zone impedite per la frequenza considerata rispettivamente per le regioni Est, Intermedia ed Ovest, così distinte in base alla loro situazione ionosferica (in dipendenza della rispettiva distanza dai poli magnetici terrestri). Considerando i tre percorsi: Roma-Chicago; Chicago-Honolulu; Tokio-Calcutta, il 1° circuito ha Roma (R) nella regione I e Chicago (Ch) nella W; il 2° ha Honolulu (Hon) nella I mentre il 3° è tutto nella E. I numeri segnati sui percorsi sono le ore di Greenwich, mentre le ascisse danno le ore locali. Ad esempio i percorsi segnati 17 indicano per Tokio (T) 2h 20', per Calcutta (Ca) 22h 40'; per Chicago 11h 30'; per Roma 17h; 45', per Honolulu le 6h, 40' che sono precisamente le ore locali corrispondenti alle 17 di Greenwich. Risulta dal grafico che dalle 12 (di Gr) fino alle 17 il percorso Roma-Chicago è compreso nella zona di trasmissione tra la curva W (per Chicago) e la I (per Roma), mentre dalle 17 (Gr) circa comincia Roma a entrare nella zona impedita ed il collegamento vi rimane fino alle 12 (Gr) circa, in cui ne esce Chicago. Il collegamento Calcutta-Tokio è invece ammesso tra le 24 e le 12 (Gr) ed escluso nelle altre ore. Nell'intervallo 17-24 (Gr), in cui sono esclusi i due percorsi precedenti, è invece ammesso quello Chicago-Honolulu (tra le 16h, 30' e le 1h 30' Gr), che è poi escluso nelle altre ore. Si ha così la possibilità di usare la stessa frequenza di 30 MHz nei 3 circuiti suddetti, sempre però con la riserva che la MFU sia sufficente nelle zone non impedite.

Da questo studio sarebbe intanto risultato che per certe frequenze e potenze di trasmissione non esistono regioni, su tutta la terra, in cui quella frequenza, od una più alta, giunga così debole da non disturbare un altro collegamento. Ad esempio una stazione emittente 1 kW su una frequenza superiore a 13 megahertz determinerebbe ovunque, sulla terra, di giorno come di notte (nei minimi di attività solare), un campo superiore a 0,3 μV/m, cioè tale da disturbare una stazione normale ricevente su quell'onda. Se la potenza irradiata sale a 10 Kw, l'onda limite scende a 11 MHz. Con soli 100 watt irradiati si disturberebbe su tutta la terra se si usano frequenze più alte di 17 MHz, cioè onde più corte di 17 m; e basterebbe 1 watt irradiato su onde minori di 10 m per disturbare su tutta la terra.

8. Conclusioni.

Pur considerando il carattere approssimato di queste deduzioni, si deve ammettere che il solo tentativo di utilizzarle per uno scopo di regolamentazione internazionale costituisce un autorevole riconoscimento del valore di questi studi, che in generale sono poco noti ed apprezzati, quasi si trattasse di elucubrazioni teoriche di scarso valore pratico. Quel riconoscimento ufficiale è uno degli aspetti tecnici più interessanti della Conferenza di Atlantic City, per i radiotecnici italiani non meno che per gli stranieri. Disgraziatamente gli studi che si erano iniziati in Italia nel 1934 a S. Marinella, in questa particolare branca della radiotecnica tanto apprezzata dal nostro grande Marconi e dal compianto Amm. Pession, sono stati praticamente sospesi dall'inizio dell'ultima guerra, mentre promettenti frutti sarebbero stati possibili. Dirò a questo proposito che dovendosi ad Atlantic City raccogliere dati circa la permanenza della direttività delle antenne alle grandissime distanze, il contributo più interessante e completo è stato dato dalla nostra delegazione, con la presentazione dei risultati delle esperienze compiute a S. Marinella negli anni 1935-36 con emissioni direttive girevoli, fatte su onde di 15 m ed ascoltate in tutte le parti del mondo.

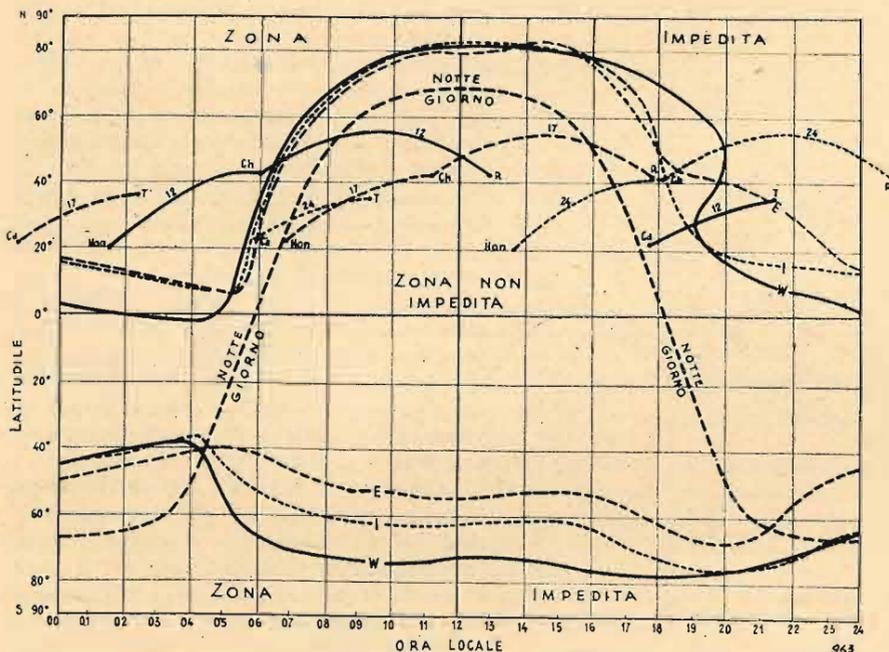
Una ripresa degli studi ionosferici è pertanto vivamente auspicabile anche in Italia, se non vogliamo rimanere ultimi in questo campo.

ZONE IMPEDITE, 30 MHz, DICEMBRE 1946. PROIEZIONE CILINDRICA MODIFICATA. I NUMERI SUI PERCORSI SONO LE ORE DI GREENWICH. LE CURVE E, W, I, LIMITANO A N. ED A S. LE ZONE IMPEDITE RISPETTIVAMENTE PER LE REGIONI EST, WEST ED INTERMEDIA.

FIG. 5. - Esempio di grafico indicante, per una determinata frequenza e per determinate condizioni stagionali e solari, le zone in cui non può avvenire riflessione sulla ionosfera.

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

A. Pinciroli: ***Complementi di elettrotecnica.*** Levrotto e Bella, Torino, 1947. Un vol. litograf. di VIII-283 pagine. Prezzo L. 800.

Il volume fa parte di una collana di sinossi relative a corsi tenuti presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris di Torino, e riassume la materia svolta dall'Autore nel corso di « Complementi di Elettrotecnica » del Politecnico di Torino.

È caratteristica di ogni corso complementare, a qualunque disciplina esso appartenga, la libertà di scelta della materia, incomparabilmente maggiore di quella che si ritrova nei corrispondenti corsi fondamentali nei quali il docente, costretto a svolgere in un tempo limitato numerosi temi ritenuti indispensabili almeno per tradizione, non ha praticamente margine per sviluppare altri argomenti.

Il lettore che tenga presente questa caratteristica dei corsi complementari, non si meraviglierà se il presente volume ha una struttura completamente diversa da quella di qualche altra opera consimile. Non si può affermare che in esso sia data la prevalenza ad argomenti relativi alle « correnti forti » in confronto con quelli relativi alle « correnti deboli », o viceversa. Ad eccezione infatti di un brevissimo capitolo, il settimo, dedicato alla piezoelettricità, si può affermare che tutti gli altri capitoli trattano argomenti utili tanto agli studiosi dell'una quanto agli studiosi dell'altra branca, essendo evitata la trattazione di problemi di tipo particolare, quali ad esempio quelli relativi alla propagazione delle onde elettromagnetiche, alle caratteristiche delle macchine elettriche o simili.

Il primo ed il secondo capitolo sono dedicati alla definizione ed allo studio delle grandezze elettriche, continue o variabili nel tempo, dei parametri elettrici e dei generatori. Nel terzo capitolo vengono trattate le reti elettriche a parametri concentrati in regime permanente, e sono indicati i principali teoremi relativi alle reti in generale, o ai casi particolari dei bipoli, quadripoli e filtri. Nel quarto capitolo, la teoria precedente viene estesa al caso di reti a parametri distribuiti (linee elettriche). Il calcolo delle costanti delle linee viene svolto nel quinto capitolo, che comprende, anche sotto un aspetto più generale, lo studio dei campi newtoniani.

Il capitolo sesto è dedicato al ferromagnetismo, e comprende anche l'esame del comportamento di bobine con nucleo ferromagnetico, mentre il capitolo settimo è dedicato, come si è già detto, ad un breve cenno sulla piezoelettricità. L'ottavo ed ultimo capitolo tratta delle reti lineari in regime transitorio.

Cinque appendici svolgono argomenti, di carattere prevalentemente matematico, che l'Autore non ha ritenuto opportuno inserire nel testo propriamente detto, riservato a dimostrazioni più semplici e più direttamente rivolte all'intuizione del lettore. La prima appendice fornisce nozioni di calcolo matriciale, mentre la seconda tratta dell'equazione vettoriale di una curva piana. La terza, comprendente diversi capitoli, è dedicata alla teoria delle funzioni di variabile complessa. Infine la quarta indica l'espressione analitica del ciclo di isteresi alle basse induzioni, e la quinta tratta delle funzioni discontinue (unitaria ed impulsiva).

Il volume, pur essendo destinato agli studenti del corso già ricordato, incontrerà certamente il favore di una cerchia assai più vasta di lettori, desiderosi di affinare le nozioni acquistate nei corsi generali, o di preparare le basi per studi più approfonditi.

G. B. M.

N. W. Aram, L. M. Hershey e M. Hobbs: ***Problemi di ricezione della modulazione di frequenza e loro soluzione.*** (F-M Reception Problems and Their Solution) « Electronics », XX, n. 8, settembre 1947, p. 108 113, con 11 figure.

I trasmettitori a modulazione di frequenza, il cui servizio è di carattere prevalentemente cittadino, sono per lo più collocati al centro dei maggiori agglomerati urbani; per tal motivo, sebbene siano servite molte aree rurali e molti paesi relativamente lontani, la maggioranza degli ascoltatori è serrata intorno ai trasmettitori ove prevalgono forti intensità di campo, tali cioè, da consentire l'uso di antenne interne. L'impiego di antenne interne per la ricezione a M.F. involve problemi che non si riscontrano nella ricezione delle onde medie e corte; infatti gli edifici, entro cui viene effettuata la ricezione, sono grandi rispetto alla lunghezza d'onda dei segnali a M.F. e le dimensioni degli ambienti di abitazione e, talvolta, anche quelle dei mobili-radio sono con essa confrontabili. Si formano perciò frequentemente onde stazionarie intense per effetto delle quali l'intensità del segnale ricevuto varia notevolmente sia se si sposta il ricevitore sia se nell'ambiente si muovono persone.

Antenne interne. - La figura 1*a* mostra un tipo di antenna interna costituita da un dipolo di filo i cui rami sono piegati in modo da potere essere adattati entro un

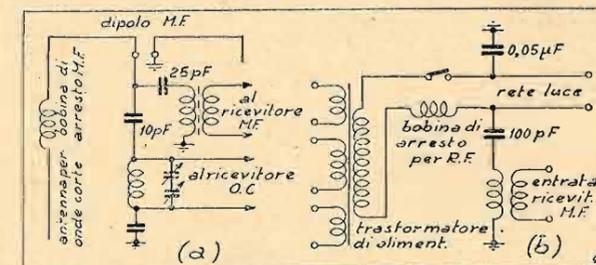



Fig. 1. - Schemi elettrici delle antenne interne più comuni per la ricezione di segnali a M.F.:
a) combinazione tra un dipolo e un'antenna per onde corte, adatta per essere contenuta nel mobile di un radiogrammofono;
b) antenna-luce.

mobile di dimensioni ragionevoli; un tratto di filo, connesso a un ramo del dipolo attraverso una bobina di arresto efficace per le frequenze M.F., serve da antenna interna per la ricezione delle onde corte. Le entrate del ricevitore a M.F. ed a onde corte sono separate e sono collegate all'antenna per mezzo di una rete atta a ridurre lo smorzamento reciproco dei due circuiti.

In figura 1*b* è visibile lo schema di un'antenna-luce adattata per la ricezione M.F. Uno dei due conduttori della rete è derivato a massa con un condensatore per ridurre i disturbi di linea nella ricezione normale (onde corte): perciò soltanto la differenza di potenziale a M.F. tra i due conduttori viene in questo caso utilizzata per la ricezione.

In alcune abitazioni è più efficente il dipolo interno, in altre l'antenna-luce. Poichè queste antenne sono poco costose possono essere previste ambedue lasciando al radioutente la possibilità di scelta di quella che funziona meglio nella sua abitazione. Per i radioricevitori del tipo «sopramobile», che sono troppo piccoli per contenere un dipolo, è preferibile l'antenna-luce.

Ambedue queste antenne forniscono una buona ricezione nelle due gamme dei servizi a M.F. (45MHz e 100MHz).

ANTENNE ESTERNE. - Sono usate con vantaggio nelle zone più lontane e consistono in dipoli collegati a una linea bifilare a bassa perdita.

La figura 2 mostra un dipolo doppio che offre un rendimento soddisfacente in ambedue le gamme; il dipolo per la ricezione dei 100 MHz consiste in un tubo ripiegato e misura 1/2 λ (1,5 metri); sui rami di esso sono fissate due bacchette di estensione che portano la lunghezza complessiva a 3,33 metri pari a 1/2 λ relativa a 45 MHz.

L'efficenza, relativa a quella di un'antenna campione (tale viene considerato dagli Autori, un dipolo semplice risonante a 1/2 λ), è indicata nel diagramma di figura 3 e risulta un po' più elevata nella gamma dei 45 MHz. Se questa gamma non interessa o non serve, le bacchette di estensione possono essere tolte e l'antenna funziona in tal caso con piena efficenza nella gamma dei 100 MHz. La linea di collegamento dell'antenna al ricevitore presenta un'impedenza di 300 Ω.

Le antenne esterne forniscono un rendimento molto più costante di quello relativo alle antenne interne.

L'antenna esterna diviene vantaggiosa a partire da distanze di una sessantina di chilometri dal trasmettitore (40 miglia) ed è indispensabile, tranne rare eccezioni, per distanze maggiori, prossime cioè al raggio dell'area di servizio.

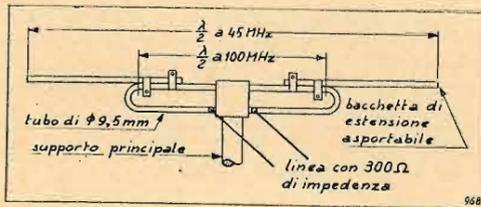



FIG. 2. - Antenna esterna a dipolo atta a funzionare con buona efficenza in ambedue le gamme a M.F. (45 e 100 MHz). Asportando i prolungamenti l'antenna lavora con piena efficenza nella gamma superiore (100 MHz).

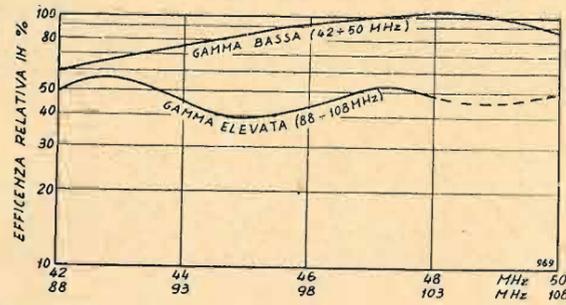



FIG. 3. Efficenza relativa dell'antenna di figura 2. Come termine di riferimento unitario si assume l'efficenza di un dipolo risonante 1/2 λ posto nelle medesime condizioni.

CIRCUITI A R.F. - La migliore distribuzione dell'amplificazione in un ricevitore a M.F. è essenzialmente determinata da questioni inerenti ai disturbi. Un'aliquota dei disturbi è prodotta dall'agitazione termica nel circuito dell'antenna: il massimo rapporto «segnale/disturbo» può quindi avvicinarsi, al più, a quello relativo all'antenna.

Il massimo guadagno in antenna è pari a $0{,}5\sqrt{Z_i/Z_1}$, dove il coefficente 0,5 tiene conto dell'adattamento all'impedenza della sorgente, Z_i è l'impedenza su cui lavora il trasformatore di antenna e Z_1 è l'impedenza della linea e dell'antenna.

Le caratteristiche ideali che si richiederebbero per il tubo amplificatore a R.F. sono: piccola conduttanza d'ingresso, esiguo livello di fruscio, elevata pendenza, piccola capacità griglia-anodo e basso costo. Per applicazioni in ricevitori atti a funzionare anche con segnali modulati in ampiezza deve considerarsi l'attitudine del tubo ad essere regolato dalla tensione fornita dalla R.A.S. Poichè le proprietà suddette non si riscontrano in un singolo tubo, la scelta finale rappresenta un compromesso.

La massima amplificazione ottenibile in condizioni di stabilità con uno stadio a R.F., sintonizzato con un condensatore variabile meccanicamente solido, è di circa 10 volte. L'entità dell'amplificazione che si richiede dallo stadio a R.F. dipende dai livelli di disturbo relativi al tubo R.F. e al tubo mescolatore. Se per le due funzioni viene usato lo stesso tipo di tubo, la tensione di disturbo del tubo mescolatore è circa il doppio di quella del tubo amplificatore. Per eliminare ogni sostanziale diminuzione del rapporto «segnale/disturbo» lo stadio a R.F. deve allora amplificare almeno 5 volte.

La tensione di rumore relativa al tubo mescolatore dipende in gran parte dal tipo e dalla mutua conduttanza. Tra i tubi comunemente usati il pentagriglia è il più rumoroso; il pentodo è già meno rumoroso e rappresenta spesso un buon compromesso; il triodo è ancora più quieto. Il diodo e meglio ancora, il convertitore a cristallo, sono i meno rumorosi; essi forniscono però un'amplificazione minore dell'unità e richiedono quindi un susseguente tubo amplificatore a F.I. poco rumoroso.

REGOLAZIONE AUTOMATICA DELLA FREQUENZA. - In un ricevitore a M.F. si richiedono una stabilità dell'oscillatore di conversione ed una accuratezza di sintonia considerevolmente più elevate che non in un ricevitore a onde medie. Le corrispondenti stabilità che si richiedono allo oscillatore di conversione sono rispettivamente: 0,02 % e 0,2 %. Nella ricezione della M.F. la regolazione automatica della frequenza dell'oscillatore è perciò molto opportuna.

Se le funzioni di mescolatore e di oscillatore sono effettuate da tubi separati detta regolazione può essere ottenuta aggiungendo poche resistenze e condensatori e usando come oscillatore e come «tubo-reattanza» un doppio triodo. Un circuito di questo tipo è mostrato in figura 4. L'anodo dell'oscillatore è accoppiato capacitivamente alla griglia e all'anodo del «tubo-reattanza» per mezzo di un condensatore e delle capacità interne del tubo medesimo. La tensione risultante sulla griglia del tubo-reattanza risulta sfasata di circa 45° in anticipo. La pendenza della caratteristica di regolazione del «tubo-reattanza» deve essere regolata in modo che la gamma di agganciamento dell'oscillatore non superi l'ampiezza di un canale di ricezione (circa 400 KHz). Si può ottenere così una riduzione di circa cinque-dieci volte della dissintonia dell'oscillatore. La regolazione automatica della frequenza sopprime i responsi spuri che senza di essa si verificherebbero ogni qualvolta la sintonia si spostasse verso l'una o l'altra delle frequenze limiti del canale di trasmissione.

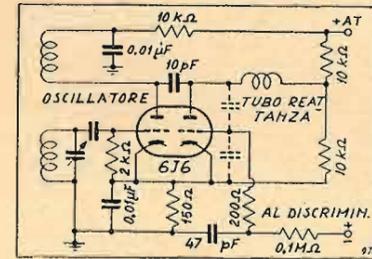



FIG. 4. - Circuito dell'oscillatore di conversione regolato automaticamente in frequenza dal secondo tubo (usato come reattanza) contenuto nel doppio triodo impiegato.

AMPLIFICATORE A F.I. - L'amplificatore a F.I. deve fornire la maggior parte dell'amplificazione e della selettività richieste. Usualmente si cerca di raggiungere la massima selettività compatibile con l'assenza di distorsioni della modulazione. Se l'escursione in frequenza del segnale è tale da interessare i tratti curvi della caratteristica di selettività a F.I. il risultato si traduce in una modulazione di ampiezza e in una distorsione di fase. Mentre la prima può essere più o meno efficacemente combattuta con stadi limitatori o con rivelatori opportuni, gli effetti della seconda non possono essere attenuati.

In pratica però nei normali amplificatori a F.I., le variazioni di ampiezza sono di gran lunga più importune della non perfetta linearità della caratteristica di fase. Nei più popolari schemi la banda passante dell'amplificatore a F.I. è assunta circa eguale alla totale deviazione di frequenza. In un ricevitore ben progettato si deve lasciare un margine per l'errore di sintonizzazione, la deriva dell'oscillatore ed altri fattori perturbatori.

Ciascun trasformatore a F.I. è costituito da una coppia di circuiti accordati accoppiati un po' al disotto dell'accoppiamento critico: ciò consente di evitare che in produzione di serie alcuni trasformatori risultino sovraccoppiati. Per evitare eccessive dissimetrie di fase e di ampiezza nel caso di piccole dissintonie dei due circuiti accoppiati si assume per questi un eguale coefficente di merito.

L'amplificazione conseguibile dipende dalle esigenze di stabilità e di costo. Se si vuole attuare la massima sensibilità l'amplificazione deve essere tale da assicurare la saturazione del limitatore con la tensione di disturbo. Per assicurare il miglior risultato in ogni possibile condizione occorre un margine di circa 10 dB oltre il valore di amplificazione suddetto.

La massima amplificazione ottenibile con uno stadio in condizioni di stabilità vale: $A = \sqrt{S/(\omega C_{ag})}$ dove: A = amplificazione massima per stadio; S = mutua conduttanza del tubo in A/V; ω = pulsazione della F. I. in r/s; C_{ag} = capacità effettiva anodo-griglia in F. Per n stadi si deve moltiplicare A per $1/\sqrt{n}$; l'amplificazione stabile ottenibile con n stadi vale perciò $A_n = (A/\sqrt{n})^n$. Per sicurezza è consigliabile limitare l'amplificazione per stadio a un po' meno della metà del valore calcolato.

L'usuale valore della capacità di accordo di un trasformatore a F.I. è di circa 50 pF o meno. La capacità di entrata dei tubi comunemente usati varia di circa 2 pF passando dalla polarizzazione di griglia normale all'interdizione, perciò le tensioni impulsive dovute a disturbi, bloccando l'ultimo stadio a F.I. o il limitatore, possono provocare dissintonie del secondario del trasformatore a F.I. connesso alla griglia e quindi distorsioni di fase del segnale. Il limitatore sopprime quasi interamente la modulazione di ampiezza conseguente ai disturbi impulsivi, ma non può attenuare la distorsione di fase.

Notevoli miglioramenti del rapporto «segnale/disturbo» sono stati ottenuti aumentando le capacità di accordo dei secondari relativi ai circuiti di griglia dell'ultimo stadio a F.I. e del limitatore. L'amplificazione di uno stadio a F.I. a filtro di banda è inversamente proporzionale alla radice quadrata del prodotto delle capacità di accordo dei due circuiti accoppiati; poichè la capacità di un tubo amplificatore è sostanzialmente costante la medesima amplificazione relativa a un trasformatore simmetrico può essere riottenuta con un trasformatore dissimmetrico accordando il primario con la sola capacità residua (capacità del tubo, della bobina e dei collegamenti) ed aumentando la capacità del secondario nello stesso rapporto con cui viene diminuita quella del primario. È desiderabile che i due circuiti abbiano il medesimo coefficente di merito.

CIRCUITI RIVELATORI. - I tipi di rivelatori di frequenza, usati nei ricevitori prodotti industrialmente sono tre ([1]): 1) combinazione limitatore-discriminatore; 2) rivelatore a rapporto; 3) oscillatore sincronizzato. Agli effetti pratici è conveniente valutare tali sistemi in base alla prestazione dei ricevitori in cui sono usati. Ognuno di questi sistemi presenta vantaggi e svantaggi: tutti però possono essere realizzati in modo da fornire risultati completamente soddisfacenti.

LIMITATORE-DISCRIMINATORE (vedi fig. 5). - Nei più elaborati ricevitori che usano questo sistema sono normalmente impiegati due limitatori in cascata. Per ottenere

(1) I tre tipi di rivelatori per F. M. sono già stati trattati su questa rivista con una certa estensione. Si veda:
C. EGIDI: *Modulazione di frequenza*. «Elettronica», I, 1946, p. 393-394.
G. DILDA: *Orientamenti per i radioricevitori*. «Elettronica», II, 1947, p. 90-91.
S. W. SEELEY e J. AVINS: *Il rivelatore a rapporto*. Recensione su «Elettronica», II, 1947, p. 275.

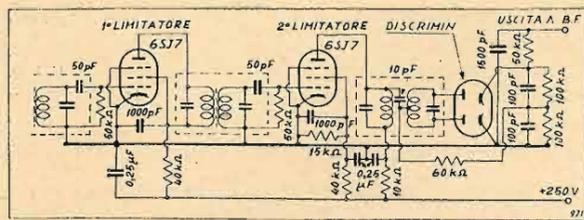



FIG. 5. Complesso di rivelazione a M. F. comprendente due stadi limitatori in cascata ed uno in circuito discriminatore: tipico per ricevitori di qualità.

la piena efficenza anche con piccoli segnali, i limitatori devono essere preceduti da due stadi a F.I., da uno stadio convertitore e da uno stadio a R.F. I ricevitori economici impiegano spesso un solo limitatore: ciò si riflette in una diminuzione della sensibilità complessiva e della gamma di livelli in cui la modulazione di ampiezza è totalmente soppressa.

La combinazione limitatore-discriminatore offre il vantaggio di essere insensibile alla modulazione di ampiezza entro i limiti di funzionamento del limitatore e di essere relativamente poco critica in ciò che concerne la linearità e il bilanciamento del discriminatore. Presenta lo svantaggio di richiedere una grande amplificazione a monte del limitatore e di causare una diminuzione della selettività complessiva del ricevitore al crescere del livello di segnale.

RIVELATORE A RAPPORTO (vedi figura 6). - Il rivelatore a rapporto, per l'intrinseca proprietà di sopprimere la modulazione di ampiezza con livelli di segnale alquanto inferiori a quelli necessari per il limitatore, consente di conciliare le esigenze di una buona ricezione con quelle di minimo costo. Questa caratteristica è particolarmente vantaggiosa nei ricevitori impieganti i medesimi tubi per la ricezione M.F. e M.A. e consente la fabbricazione di ricevitori completi M.F.-M.A. con soli sette tubi.

Se il rivelatore a rapporto è correttamente dimensionato tali ricevitori possono fornire risultati accettabili. Sfortunatamente molti di essi presentano ancora una modulazione di ampiezza ed una distorsione notevoli. Condizione basilare per una efficace soppressione della modulazione di ampiezza è un accurato equilibramento dei due circuiti dei diodi. A questo riguardo molti miglioramenti possono essere ottenuti con l'uso dell'avvolgimento secondario bifilare, con una giusta scelta delle costanti e con un elevato coefficente di merito del secondario stesso.

Molti ricevitori del commercio sono affetti da una eccessiva selettività della F.I. spesso dovuta ad accoppiamenti reattivi parassitari o a coefficenti di accoppiamento

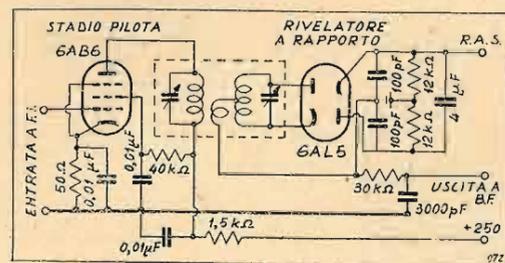
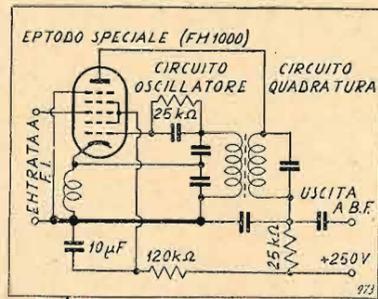



FIG. 6. Circuito utilizzante il rivelatore a rapporto.

FIG. 7. - Rivelatore di Bradley: il circuito oscillatore funzionante in classe C spinta è sincronizzato dal circuito di quadratura eccitato a sua volta dalla corrente anodica del tubo che, fluendo soltanto nell'intervallo di circolazione della sezione oscillatrice, diviene funzione della fase del segnale a F.I. applicato alla griglia di comando (la terza). In condizioni di sincronismo la corrente anodica del tubo è indipendente dall'ampiezza del segnale a F.I. La corrente media in un periodo a F.I. dipende dallo sfasamento relativo tra il segnale F.I. e l'oscillazione locale, e quindi dalla deviazione istantanea della F.I.

dei trasformatori non esatti, perchè non controllati nella produzione dei ricevitori economici. In corrispondenza delle grandi deviazioni di frequenza del segnale si forma una rilevante modulazione «discendente» ed una notevole distorsione di fase che impediscono un corretto funzionamento del rivelatore a rapporto. Queste difficoltà possono essere superate in sede di progetto con un accurato dimensionamento e in produzione affinando i controlli di qualità.

RIVELATORE CON OSCILLATORE SINCRONIZZATO (fig. 7).

L'oscillatore sincronizzato si comporta in modo simile al sistema con doppio limitatore nei limiti di funzionamento in cui l'agganciamento può essere mantenuto, ma è causa di gravi distorsioni quando il livello di segnale cade al disotto della soglia di sincronizzazione. In generale i suoi vantaggi e svantaggi sono della stessa natura di quelli relativi al sistema con limitatore. Una considerazione importante è la necessità di eliminare la possibilità di qualsiasi modulazione estranea di fase o di frequenza dell'oscillatore sincronizzato conseguente a eventuali variazioni della tensione del filamento del tubo, o della tensione anodica e di griglia schermo.

L'oscillatore sincronizzato è, tra i sistemi descritti, il meno sensibile alle interferenze, ma in pratica la sua regolarità di funzionamento è in relazione con la stabilità di agganciamento con il segnale desiderato.

G. Z.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

PRESENTAZIONI

Rassegna Poste e Telecomunicazioni.

Dopo un lungo periodo di interruzione causato dalla guerra, ha ripreso le pubblicazioni, dal gennaio scorso, la «*Rassegna Tecnica Mensile delle Poste e Telecomunicazioni*». La Rivista che si presenta nel formato normale (cm 21 × 30 circa) in bella veste tipografica (è stampata dal Poligrafico di Stato) ha un Consiglio Direttivo presieduto dal Ministro delle Poste e Telecomunicazioni di cui fanno parte i rappresentanti delle diverse Società Concessionarie (Stipel; Telve; Timo; Teti; Set; Rai; Italcable). Essa è retta da un Comitato di Redazione, che ha per direttore il Dott. C. Albanese e condirettore il Prof. Ing. A. Ferrari Toniolo.

La «*Rassegna*» intende avere una sua fisionomia particolare nella scelta del contenuto, accogliendo articoli di limitata lunghezza, su argomenti vari, aderenti alla vita pratica, e raccogliendo in monografie staccate ed aggiunte ai fascicoli come supplementi, i lavori di mole più ampia. Inoltre, la «*Rassegna*» fornirà un servizio di documentazione sistematico e sintetico riguardante l'intero campo delle telecomunicazioni. Quest'ultimo servizio potrà assumere un particolare interesse per noi.

Porgiamo di cuore alla nuova Rivista il ns. benvenuto.

G. D.

Bulletin Technique Miniwatt (Philips).

La Philips di Eindhoven, nota Casa per la quale non occorre presentazione, ha ripreso la pubblicazione mensile del «Bulletin Technique Miniwatt» in ricca veste tipografica. Questo Bollettino ha lo scopo di dare informazioni sui problemi riguardanti il funzionamento e l'applicazione dei tubi elettronici.

Qualche anno prima della guerra, questi problemi riguardavano quasi esclusivamente la trasmissione e ricezione radiofonica, ma nel corso di questi ultimi anni, e specialmente durante la guerra, i tubi elettronici hanno avuto impieghi di grande importanza in molti altri campi, ed a fianco del radar sono sorte moltissime applicazioni industriali. Nella certezza che, per queste ragioni, l'interesse per i problemi riguardanti i tubi elettronici divenga sempre maggiore, la Philips si propone di dare sempre maggiore impulso alle sue pubblicazioni tecniche, e confida che esse incontrino come nel passato il favore dei lettori.

Service Technique Miniwatt (Philips).

Unitamente al Bollettino, la Casa pubblica una serie di monografie «Servizio Tecnico Miniwatt». Quelle testè pubblicate interessano le valvole della serie Rimlock — nuova in tutto vetro — e precisamente:

N1: Descrizione generale della serie.
N2: UCH 41 Triodo exodo.
N3: UAF 41 Diodo pentodo.
N4: UF 41 Pentodo a pendenza variabile.
N5: UL 41 Pentodo d'uscita BF.
N6: UY 41 raddrizzatrice monofase.
N7: Descrizione degli zoccoli dei tubi Rimlock.
N8: Descrizione di una supereterodina utilizzante 4 valvole Rimlock.
N9: Descrizione di una supereterodina utilizzante 5 valvole Rimlock.

Bulletin de l'Ecole Polytechnique de Jassy (Rumenia).

Il «Bollettino del Politecnico di Jassy» pubblica lavori riguardanti vari argomenti scientifici o tecnici. Nel chiedere il cambio con la nostra Rivista, il Prof. D. I. Mageron, Direttore della Biblioteca Centrale e dell'Istituto di Matematica del Politecnico di Jassy, ed Editore del Bollettino, ci prega di far sapere che questo viene inviato in tutto il mondo a chi ne faccia richiesta, e che è molto gradita la collaborazione con articoli scientifici redatti in qualsiasi lingua di uso internazionale corrente.

G. B. M.

A. T. A.

L'Associazione Tecnica Automobile (A. T. A.) ha dato vita ad una nuova Rivista mensile, denominata appunto A. T. A., che, oltre ad essere l'organo ufficiale dell'Associazione, tratta i problemi automobilistici sotto il punto di vista tecnico.

Nel Comitato Direttivo, presieduto dal Prof. Ing. Eligio Perrucca, figurano nomi ben conosciuti nel campo automobilistico. Direttore Responsabile è l'ing. Ferruccio Accardi.

Alla consorella, che viene ad arricchire la stampa tecnica italiana, i nostri migliori auguri.

Index - Technical Papers (R.C.A.).

La Radio Corporation of America ha distribuito in questi giorni una monografia contenente l'elenco di tutte le opere («Technical Papers») da essa pubblicate nel 1947.

Dall'esame di questo indice risulta chiaramente l'imponenza e l'importanza del lavoro svolto dalla R.C.A. in ogni branca della Scienza Elettronica.

Coloro che desiderassero ricevere l'indice dell'R.C.A. potranno richiederlo alla nostra Direzione, unendo L. 50 per spese di spedizione.

Dati tecnici sui tubi trasmittenti speciali (FIVRE).

La FIVRE pubblica una monografia nella quale sono descritti, con tutti i dati tecnici d'impiego e di funzionamento, i tubi trasmittenti ed altri tubi speciali di sua costruzione.

L'opuscolo è interessante, e lo consigliamo a coloro che si occupano di trasmissioni radio, o di altre applicazioni dei tubi di potenza. La veste tipografica è buona.

RIVISTE

(I sommari non sono completi ma contengono prevalentemente gli articoli attinenti alla radiotecnica).

Bulletin Technique Miniwatt. XI, n. 75, aprile 1946.

Sovraoscillazioni (*B. G. Dammers*), p. 1.

Bulletin Technique Miniwatt. XI, n. 76, maggio 1946.

Un amplificatore di alta qualità per oscillografi a raggi catodici (*C. J. Boers*), p. 17.

Bulletin Technique Miniwatt. XI, n. 77, giugno-luglio 1946.

La modulazione di frequenza (*A. van Sluiters*), p. 29.

Bulletin Technique Miniwatt. XI, n. 78, agosto-settembre 1947.

Il calcolo di raddrizzatori per tensioni anodiche (*H. van Suchtelen*), p. 49; L'apparecchio di alimentazione a corrente continua con tensione stabilizzata GM4560 W (*Anonimo*), p. 76.

Revue Technique Philips. IX, n. 9, 1947/1948.

L'adattamento cromatico dell'occhio (*P. J. Bouma e A. A. Kruithof*), p. 257; Piccoli raddrizzatori al selenio (*J. J. A. Ploos van Amstel*), p. 267; Le tensioni interne nel vetro ed il loro rilevamento (*A. A. Padmos e J. de Vries*), p. 277; Accoppiamento differenziale (meccanico) per piccole potenze (*A. Verhoeff*), p. 286.

Revue Technique Philips. IX, n. 10, 1947/1948.

Il sistema di riproduzione fotografica metallico-diazoico (*R. J. H. Alink, C. J. Dippel* e *K. J. Keuning*), p. 289; Aberrazioni ottiche delle lenti e degli specchi (*W. de Groot*), p. 301; Amplificazione costante malgrado la variabilità degli elementi di montaggio (*J. J. Zaalberg van Zelst*), p. 309; Il controllo del moto degli orologi per mezzo di un oscillografo a raggi catodici (*H. van Suchtelen*), p. 316.

Annales des Télécommunications. II, n. 5, maggio 1947.

Riduzione del rumore di fondo per mezzo della modulazione di frequenza (*P. Poincelot*), p. 153; La ricostruzione delle stazioni amplificatrici della rete francese di cavi telefonici a grande distanza (*J. Lapegre*), p. 160; Misure delle costanti dei circuiti formati dall'involucro di un cavo e dalla terra (*M. Troublé*), p. 169; La camera assorbente del laboratorio d'acustica del C.N.E.T. (*R. Lehmann*), p. 177.

Annales des Télécommunications. 11, n. 6, giugno 1947.

Influenza delle variazioni di temperatura sull'attenuazione dei circuiti di telecomunicazione in cavo interrato (*P. M. Prache*), p. 190; Note sugli amplificatori ad uscita catodica (*P. Poincelot*), p. 203; Impiombatura dei cavi telefonici (*R. Belus, E. Lameyre* e *A. Lataste*), p. 207.

Radio News. XXXVIII, n. 1, luglio 1947.

Che cosa compra il vostro cliente? (*F. J. Nelson*), p. 40; Illuminazione moderna per negozi di radio (*H. L. Logan*), p. 44; Progetto e costruzione di trasformatori. Parte II (*C. Roeschke*), p. 58; Adattamento di impedenza dei trasformatori di uscita (*R. B. Tomer*), p. 60; Un generatore di segnali tascabile (*J. R. Blundin*), p. 61; Corso pratico di radio (*A. A. Ghirardi*), p. 62; Un compatto trasmettitore da 150 watt (*J. B. Ledbetter*), p. 38; Un modulatore economico di potenza utilizzante tubi 807 (*R. P. Turner*), p. 46; Una supereterodina ottenuta dall'apparecchio della marina ASB7 (*L. W. May*), p. 47; Comunicazioni pratiche su microonde (*S. Freedman*), p. 35; Un nuovo adattatore per MF da 88 a 108 MHz (*J. V. Urban*), p. 41; Un interruttore a tempo elettronico per fotografia (*L. A. Gallegos*), p. 50; Un alimentatore ad alta frequenza per alte tensioni (*J. F. Price*), p. 54; La registrazione e la riproduzione del suono (*O. Read*), p. 55.

Radio News. XXXVIII, n. 2, agosto 1947.

Un ponte per capacità (*J. N. Heinrich*), p. 42; Adattamento dell'antenna (*J. T. Goode*), p. 44; Costruite il vostro ricevitore televisivo (*L. S. Wecker e T. Gootée*), p. 45; Un nuovo convertitore per 6-10-1 metri (*F. Lester*), p. 51; Un «interfonico» a due valvole (*E. Bruce Pray*), p. 54; La registrazione e riproduzione dei suoni (*O. Read*), p. 57; Progetto e costruzione di trasformatori (*C. Roeschke*), p. 60; Preselettore economico (*T. J. Dodge*), p. 61; Un'antenna rotante a fascio a tre elementi (*H. E. Schwartz*), p. 62; Allineamento visuale dei ricevitori televisivi (*M. H. Kronenberg*), p. 64.

Radio News. XXXVIII, n. 3, settembre 1947.

Come costruire un ricevitore televisivo (*A. Liebscher*), p. 39; Riparazione di ricevitori televisivi (*P. H. Wendel*), p. 43; Installazioni televisive (*W. W. Waye*), p. 44; Un prova-vibratori (*J. Bowles*), p. 48; Contatori per televisione (*E. M. Noll*), p. 52; Ricevitore televisivo a riflessione (*V. K. Zworykin*), p. 54; Un ricevitore per due metri (*R. B. Tomer*), p. 57; La registrazione e riproduzione del suono (*O. Read*), p. 62; Un oscillatore variabile (*W. Field*), p. 65; Trasmissioni sonore da areoplani (*S. J. White*), p. 66.

Radio News. XXXVIII, n. 4, ottobre 1947.

Un generatore di segnali semplificato (*H. G. Pratt*), p. 42; Un'antenna plurionda per televisione p. 49; Installazione per televisione (*W. W. Waye*), p. 54; Un provavalvole per riparatori (*F. J. Lingel*, p. 57; Allineamento dei ricevitori per MF. (*I. Abend*), p. 66; Corso pratico di radio (*A. A. Ghirardi*), p. 70; Aumentate le vostre vendite per mezzo di gare! (*Z. Kaufman*), p. 92; Un trasmettitore MF per 10 metri (*R. Frank*), p. 44; Un indicatore di modulazione di facile costruzione.

TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO

2 GRUPPI D'ALTA FREQUENZA SEPARATI E DISTINTI

2 CONDENSATORI VARIABILI MULTIPLI INDIPENDENTI

2 SINTOGRAMMI ECC.

2 RADIORICEVITORI IN **1**

MOD. **589**

LABORATORIO RIPARAZIONI
VIA SALVINI 1 • MILANO

Supereterodina 5 valvole più occhio magico - 4 gamme d'onda normali (lunghe, medie, corte cortissime, - 5 sottogamme d'onde corte a banda allargata.

SOC. AN
FIMI
SARONNO - MILANO